

Titre: Étude de filtres passe-bande à double modes en anneaux
Title:

Auteur: Karim Chebil
Author:

Date: 1999

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Chebil, K. (1999). Étude de filtres passe-bande à double modes en anneaux
Citation: [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
<https://publications.polymtl.ca/8819/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8819/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:**
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE DE FILTRES PASSE-BANDE À DOUBLE MODES EN ANNEAUX

KARIM CHEBIL

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
JUILLET 1999

© Karim Chebil, 1999.



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

Our file Notre référence

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-53581-9

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

ÉTUDE DE FILTRES PASSE-BANDE À DOUBLE MODES EN ANNEAUX

présenté par: CHEBIL Karim

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO Renato G., M.Sc.A., président

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. SAVARD Pierre, Ph.D., membre

M. ZHU Lei, Ph.D., membre

À ma famille

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier très sincèrement mon directeur de recherche, professeur Wu Ke, pour sa confiance en moi tout le long de ma maîtrise.

Je tiens aussi à remercier monsieur Jean Daniel Richer, monsieur Pierre-Marie Wockowski et Monsieur François Boone pour les discussions enrichissantes.

Je dois aussi remercier monsieur Jules Gautier pour ses conseils pratiques qui ont permis d'améliorer les performances de mon système.

Je ne voudrais surtout pas oublier mes amis : Kaiss Bamri, Mekki Bel Aïde et Remus Teodorescu (Tony) qui ont pu rendre mes trois années de maîtrise agréables.

Toutes les personnes qui ont vécu auprès de moi durant ces trois dernières années ont aussi toute ma gratitude.

RÉSUMÉ

Les filtres font partie de tout système de communications. Avec l'expansion des appareils de communication personnalisés, la pression sur l'industrie à produire des systèmes performants et à faible coût.

Ce travail consiste à étudier les filtres double mode en anneaux utilisant la technologie MHMIC. L'objectif de l'étude est d'une part, trouver l'influence de chaque partie du filtre sur la réponse finale et proposer une méthode de conception et d'autre part, essayer d'adapter les techniques usuelles de conceptions de filtres aux anneaux double mode. Un filtre passe bande centré sur 5.80 GHz est conçu, réalisé et mesuré au centre de recherche Poly Grames. Bien que la théorie des filtres est déjà très bien établie, l'adapter au filtre double mode en anneau reste un projet de taille.

Un résonateur en anneau peut supporter deux modes dégénérés qui résonnent aux mêmes fréquences. Selon la position relative des lignes d'alimentation il est possible d'exciter un ou les deux modes. Lorsque ces lignes d'alimentation sont à 90° l'une de l'autre, les modes s'annulent et aucun signal ne passe. Afin de coupler les modes il faut perturber l'anneau, tout en gardant sa symétrie. Ces perturbations peuvent être réalisées de différentes façons. Nous allons seulement étudier des perturbations placées à 135° , 90° , 45° , et/ou à -45° et causées par des *stubs* ouverts ou par des arcs d'anneau de largeur différentes.

Une structure à double mode en anneau est constitué d'un anneau, de lignes d'alimentation couplées à ce dernier et formant un angle de 90° et de perturbations qui sont placées symétriquement sur l'anneau. En supposant que les arcs formant l'anneau sont des lignes de transmission sans pertes, il est possible d'utiliser les propriétés des modes pair et impair pour trouver des expressions analytiques des paramètres S de l'anneau.

Ces équations analytiques montrent que les zéros de transmission sont contrôlés

par les paramètres de perturbation et que la largeur de bande est contrôlée par le couplage entre les lignes d'amenées et l'anneau. Ceci nous a permis de proposer une méthodologie pour réaliser des filtres en anneaux à double mode.

Nous avons proposé un modèle électrique des filtres à double mode. Pour trouver ce modèle nous utilisons le concept du mode pair et impair ainsi que les propriétés des matrices $ABCD$. Grâce à ce modèle, nous étions capables d'adapter les techniques de conceptions usuelles aux anneaux.

Ce modèle représente les trois parties qui caractérisent le filtre en anneau : couplage, anneau et perturbations. Le couplage est représenté par une capacité, l'anneau par une capacité, C , et une inductance, L , en parallèle. Quant au couplage entre les deux modes il est représenté par une capacité mutuelle. La nouveauté dans ce travail est l'ajout d'une inductance, L_e en série avec L qui permet de tenir compte de la diminution de la fréquence centrale f_0 à mesure que C_m augmente.

Nous avons réalisé un programme informatique qui permet de simuler une structure en anneaux à double mode. Les résultats de la simulation sont des graphiques des paramètres S , amplitude et phase, en fonction de la fréquence. Ce programme permet de simuler des lignes de transmission avec perte et tient compte de l'effet de courbure de l'anneau et donne la possibilité de placer des perturbations du type *shunt*.

Les filtres à double mode en anneau laissent passer les signaux qui sont aux fréquences multiples. Afin de remédier à ce problème, nous avons proposé une nouvelle structure qui élimine les modes supérieurs sans influencer les performances du filtre dans la bande passante. Cette structure, qui s'inspire de la structure en ligne rainurée (i.e. *spur-line*), est constituée d'une ligne couplé à la ligne d'amenée. L'avantage de cette nouvelle structure est qu'il est possible de la simuler en utilisant les modèles électriques de couplage et de lignes de transmission.

Afin de vérifier nos résultats, nous avons réalisé et testé quelques filtres passe-bande à double mode en anneau. Nous avons remarqué que les résultats mesurés

concordent avec ceux calculés.

Enfin, nous avons fait une discussion sur les principaux résultats trouvés et nous avons donné aussi les grandes lignes à suivre afin de poursuivre le travail entamé dans ce projet de maîtrise.

ABSTRACT

Filters are used in every communication system. With the expansion of personalized communication systems, the pressure on the industry to design and sell systems at low cost has increased. Thus, developing new techniques to design new type of filters operating at high frequencies is still a hot topic. Dual mode ring filter has showed very good characteristics and performance. However, the effect of each part of this kind of filter is misunderstood and still there is no design techniques.

Dual mode ring filters are studied to find the influence of each part on the S parameters then, a design method is proposed. The usual design techniques are adapted to this filter. Although the theory of the filters is already very well established, its adaptation to the dual mode filter is interesting project. Dual mode ring filters are designed at 5.80 Ghz and measured at Poly-Grames Research Center

A ring resonator can support two degenerated modes having the same frequencies. According to the relative position of the ports it is possible to excite one or two modes. When these feeders are 90° a part, no signal passes. When the two modes are coupled with symmetrical perturbations, the two ports are no longer uncoupled. Open stubs or arcs with different width can perform these perturbations. Only perturbation at 135° , 90° , 45° , and/or with -45° are studied.

Dual mode ring filter consists of two feed lines coupled to the ring, having 90° angle and perturbations placed symmetrically on the ring. Supposing that the arcs forming the ring are lossless transmission lines, using the odd and even modes, analytical expressions of the S parameters are derived.

These analytical equations showed that the perturbations parameters control the zeros of transmission and the coupling between the feed lines and the ring controls the bandwidth. A methodology to design dual mode ring filters is proposed.

With the new electrical model of dual mode filter proposed, the well known design techniques can now be used for this kind of filter.

The model represents the three main parts forming the filter : the coupling, the ring and the perturbations. The coupling is represented by a capacitance, the ring by a parallel capacitance, C , and an inductance L . As for the coupling between the two modes a mutual capacitance is used. The innovation in this work is the use of an inductance L_e in series with L to compensate the decrease of the central frequency f_0 as C_m increases.

A dual mode ring filter simulator has been developed. The simulator takes into account the losses in the transmission line and the effect of the curvature of the ring. The results of the simulation are the amplitude and phase of the S parameters. However, the simulator can not make optimizations.

Dual mode filters do not filter signals at multiple frequencies. A new structure eliminating the signal at those frequencies without affecting performances in the bandwidth is proposed. This structure, inspired from spur-line, is made up of a narrow line coupled with feeding line and can be simulated using coupling and transmission lines electric models.

Some dual mode ring band-pass filters had been designed and tested at Poly Grames laboratory. The Measured and simulated results were in good agreement.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	ix
TABLE DES MATIÈRES	xi
LISTE DES FIGURES	xv
LISTE DES TABLEAUX	xix
LISTE DES ANNEXES	xx
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xxi
LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS	xxii
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 :INTRODUCTION AUX ANNEAUX	3
1.1 Introduction	3
1.2 Carractéristiques	4
1.3 Différentes structures en anneaux	4
1.4 Réalisations	5
1.4.1 Mesures	5
1.4.2 Coupleurs	5
1.4.3 Antennes	6

CHAPITRE 2 : FRÉQUENCES DE RÉSONANCE, DISTRIBUTION DE COURANT ET MODES 7

2.1	Fréquences de résonance	7
2.1.1	Modèle de mur magnétique	8
2.1.2	Modèle de mur magnétique amélioré	10
2.1.3	Formule approchée	11
2.1.4	Calcul de la fréquence avec la Méthode Des Lignes	11
2.2	Distribution des champs	12
2.3	Modes	13
2.3.1	Mode regulier	14
2.3.2	Mode forcé	14
2.3.3	<i>Split</i> mode	15
2.4	Conclusion	17

CHAPITRE 3 : ANNEAU À DOUBLE MODE 19

3.1	Introduction	19
3.2	Aspect mathématique	19
3.3	Structure à double mode	21
3.4	Paramètres S	24
3.5	Autres paramètres	27
3.6	Annulation de S_{21}	28
3.6.1	Perturbation placée à 135° des portes	28
3.6.2	Perturbation placée à -45° des portes	29
3.6.3	Perturbations placées à 135° et à -45° des portes	30
3.6.4	Perturbation placée à 90° des portes	30
3.6.5	Perturbation placé à 45° des portes	31
3.6.6	Conclusion sur les zéros de transmission	32
3.7	Annulation de S_{11}	33

3.7.1	Choix des capacités de couplage	33
3.8	Méthode de conception	36
3.9	Anneau avec différentes largeur de ligne	38
3.9.1	Annulation de S_{21}	39
3.9.2	Annulation de S_{11}	40
3.10	Conclusion	41
CHAPITRE 4 : CIRCUITS ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT		42
4.1	Admittance d'entrée	42
4.1.1	Cas où les portes sont adaptées	42
4.1.2	Cas où les portes sont terminées par un circuit ouvert	44
4.1.3	Cas où les ports sont terminés par un court-circuit	44
4.2	Paramètres électrique de l'anneau	46
4.3	Calcul des fréquences f_p et f_i	51
4.3.1	Calcul de f_p et f_i dans le cas d'une seule perturbation	53
4.3.2	Calcul de f_p et f_i dans le cas de deux perturbations	56
4.4	Paramètres électrique du filtre à double mode	58
4.5	Conceptions d'un filtre	61
4.6	Conceptions d'un filtre a plusieurs anneaux	65
4.7	Conclusion	67
CHAPITRE 5 : MODÈLE ÉLECTRIQUE D'UNE STRUCTURE EN ANNEAU		68
5.1	Introduction	68
5.2	Modèle d'une ligne de transmission	68
5.3	Modele de l'arc	68
5.4	Types de couplages	70
5.4.1	Couplage discret	70
5.4.2	Couplage distribué	71

5.5	Types de perturbations	72
5.5.1	Espacement entre deux lignes (<i>gap</i>)	72
5.5.2	<i>Stub</i> : bout de ligne ouvert	72
5.6	Discussion sur le programme	76
CHAPITRE 6 : ANNULATIONS DES RÉPONSES MULTIPLES .		79
6.1	Filtre coupe-bande avec ligne rénurée	79
6.2	Filtre coupe-bande avec ligne couplée	80
CHAPITRE 7 : MESURES ET DISCUSSIONS		83
CONCLUSION		89
BIBLIOGRAPHIE		92

LISTE DES FIGURES

1.1	Structure en anneau en circuit planaire	3
2.1	Géométrie de l'anneau	8
2.2	Relation entre le rayon interne r_i et la largeur de l'anneau W_a , pour différentes fréquences	12
2.3	Substrat à deux couches	13
2.4	Comparaison entre les résultats de la méthode des lignes et ceux <i>Momentum</i>	14
2.5	Relation entre le rayon interne r_i et la largeur de l'anneau W_a , pour différentes fréquences	15
2.6	Distributions des champs (a) TM_{020} (b) TM_{110} (c) TM_{210}	15
2.7	Evolution de l'équation propre (2.5) pour $n = 1$ en fréquences	16
2.8	Champ maximum pour les quatres premiers modes reguliers	17
2.9	Champ maximum pour les deux premiers modes forcés	17
3.1	Différents types d'alimention	21
3.2	Anneau en double mode dans le cas général	22
3.3	Modèle électrique du couplage	22
3.4	Modèle électrique des perturbations et du couplage	23
3.5	Relations entre C_{135} , C_{-45} et la fréquence des zéros de transmissions, $f_{z,t}$	29
3.6	Relations entre C_{135} et C_{-45} , normalisés par rapport à Y_{0a} pour dif- ferentes valeurs de $\Delta f_{z,t}$	31
3.7	Relations entre C_{90} , C_{-45} normalisés par rapport à Y_{0a} , et la fré- quence des zéros de transmissions, $f_{z,t}$	32

3.8	Relation entre C_{c2} et les fréquences annulant S_{11} , pour différents C_{135} , avec $Y_0 = Y_{0a} = \frac{1}{50}$ et $f_0 = 5.80$ GHz	34
3.9	Méthode de conception d'un filtre passe-bande à double mode en anneau	37
3.10	Anneau constitué de huit arcs	38
3.11	Relations entre les valeurs limites de θ_3 et θ_1 pour différents R	39
4.1	Admittance d'entrée d'un deux portes	42
4.2	Modèle électrique d'un résonateur à double mode	46
4.3	Anneau divisé au niveau du plan de symétrie	51
4.4	Fréquences paire et impaire selon la perturbation	54
4.5	C_m et L_e selon la perturbation	55
4.6	Fréquences paire et impaire selon la perturbation pour différents types de perturbations	57
4.7	C_m et L_e selon la perturbation pour différents types de perturbations	58
4.8	Modèle électrique générale d'une structure en anneau	58
4.9	Modèle électrique générale d'une structure en anneau	59
4.10	Circuit du filtre à double mode centré à $f_0 = 5.8$ Ghz avec 1 dB de renflement et 2% de largeur de bande	63
4.11	Résultats du filtre à double mode centré à $f_0 = 5.8$ Ghz avec 0.1 dB de renflement et 2% de largeur de bande	63
4.12	Agrandissement à $f_0 = 5.8$ Ghz de la réponse du filtre	64
4.13	Résultats du filtre à double mode centré à $f_0 = 5.8$ Ghz avec 0.5 dB de renflement et 2% de largeur de bande	64
4.14	Agrandissement à $f_0 = 5.8$ Ghz de la réponse du filtre	65
4.15	Réponse du filtre à double mode formé de 3 anneaux, centré à $f_0 = 5.8$ Ghz avec 0.5 dB de renflement et 2% de largeur de bande	66
5.1	Modèle approximatif de l'anneau	69

5.2	(a) ligne courbée (b) Modèle approximatif de l'effet de courbure . . .	70
5.3	Modèle électrique du couplage	71
5.4	Couplage interdigital à quatre doigts	71
5.5	(a)Espaceement entre lignes (b) modèle électrique en π	72
5.6	$stub$ et son modèle électrique équivalent	73
5.7	Relation entre C_{stub} et la fréquence pour $W_a = 1.0mm$ $W_{stub} = 0.2mm$	74
5.8	Relation entre C_{stub} et la fréquence pour $W_a = 0.75mm$ $W_{stub} = 0.2mm$	75
5.9	Relation entre C_{stub} et L_{stub} pour différents W_{stub}	76
5.10	Paramètres de la structure en anneau	77
5.11	Circuit de la figure 5.10 simulé avec mds	78
5.12	Circuit de la figure 5.10 simulé avec le simulateur	78
6.1	Ligne rénurée réalisant un filtre coupe-bande	80
6.2	Lignes couplées réalisant un filtre coupe-bande	80
6.3	Circuit réalisant un filtre coupe-bande à ligne couplée	81
6.4	Masque du filtre coupe-bande à ligne couplée	82
6.5	Comparaison des résultats simulés avec <i>MDS</i> et <i>Momentum</i>	82
7.1	Paramètres du filtre à double mode en anneau simulé avec <i>MDS</i>	85
7.2	Amplitude (dB) des paramètres S	86
7.3	Phase (deg) des paramètres S	87
7.4	Masque d'un circuit mesuré	87
7.5	Photo de quatre circuits fabriqués	88
III.1	Relations entre C_{135} et C_{90} , normalisés, la fréquence des zéros de transmissions, $f_{z,t}$	107

III.2 Relations entre C_{90} et C_{45} , normalisés, la fréquence des zéros de transmissions, $f_{z.t}$	108
IV.1 Deux modèle électrique d'un résonateur à deux modes	110
V.1 (a) Circuits couplage, (b) Circuits couplage avec ports	112

LISTE DES TABLEAUX

2.1	Fréquences (GHz.) des modes pour différents rayons internes et externes (r_i et r_e), pour $\epsilon_r = 9.8$	13
4.1	Résultats de conception	62

LISTE DES ANNEXES

Annexe I :	Calcul des fréquences de résonance d'un anneau avec la Méthode des Lignes	95
Annexe II :	Paramètre S en fonction des Modes pair et impair	103
II.1	Mode paire	103
II.2	Mode impaire	103
II.3	Paramètre S	104
Annexe III :	Annulation de S_{21}	106
III.1	Perturbations placées à 135° et à 90° des portes	106
III.2	Perturbations placées à 135° et à 45° des portes	106
III.3	Perturbations placées à 90° et à 45° des portes	108
III.4	Perturbations placées à 90° et à -45° des portes	109
III.5	Perturbations placées à 45° et à -45° des portes	109
Annexe IV :	Calcul des fréquences paire et impaire à partir des paramètres électriques	110
Annexe V :	Calcul de l'inverseur d'admittance J dans le cas asymétrique	112
Annexe VI :	Calcul des fréquences paire et impaire	115
VI.1	Perturbations à 90° et à 45° des portes	115
VI.2	Perturbations à 90° et à -45° des portes	115

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

MHMIC	Microwave Hybrid Integrated Circuits
MDS	Microwave Design System
TRL	Thru Reflect Line

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

$'$	dérivé
i	impaire
p	paire
$ABCD$	matrice des paramètres $ABCD$
C_{cn}	capacité de couplage numéro n
C_{cn}	capacité de couplage numéro n
C_m	couplage mutuelle capacitif
C	capacité du résonateur à la fréquence naturelle
C_x	capacités de perturbation placées à x° des ports
c	vitesse de la lumière
f	fréquence
f_0	fréquence centrale
f_{0_n}	fréquence naturelle du résonateur
J	inverseur d'admittance
J_n	fonction de Bessel
h	hauteur du substrat
i	$\sqrt{-1}$
k	constante de propagation
k_c	coefficient de couplage entre les modes
L	inductance du résonateur à la fréquence naturelle
L_e	inductance causé par la perturbation
N	fonction de Bessel de deuxième type

n	numéro du mode
P	position du port
p	fraction de longueur électrique
R	rapport d'admittance
r	rayon moyen de l'anneau
R_e	rayon externe de l'anneau en fonction de la fréquence
r_e	rayon externe de l'anneau
R_i	rayon interne de l'anneau en fonction de la fréquence
r_i	rayon interne de l'anneau
S	matrice des paramètres S
w_a	largeur de la ligne formant l'anneau
W_a	largeur de la ligne formant l'anneau en fonction de la fréquence
Y	matrice des paramètres Y
Y_0	impédance caractéristique
Y_{0a}	impédance caractéristique d'une ligne formant un anneau
Z	matrice des paramètres Z
Γ	coefficient de réflexion
β	constante de propagation
ϵ_0	permittivité diélectrique du vide
ϵ_{eff}	permittivité diélectrique efficace
ϵ_r	permittivité diélectrique relative
θ	longueur électrique
$\theta_{z,t}$	longueur électrique à la fréquence des zéros de transmission
μ_0	constante magnétique du vide
ω	fréquence angulaire
$\omega_{z,t}$	fréquence angulaire à la fréquence des zéros de transmission

INTRODUCTION

Le premier anneau en micro-ruban a été proposé par P. Troughton en 1969 pour mesurer les coefficients de propagation et la dispersion des lignes micro-ruban. Depuis ce temps l'utilisation des anneaux a changé radicalement, puisqu'ils sont utilisés maintenant dans les oscillateurs, mélangeur, filtres, etc.

Les filtres en anneaux sont constitués de deux lignes d'amenées couplées à un résonateur en anneaux. Ces filtres peuvent être subdivisés en deux types. La différence entre les deux est le positionnement des lignes d'amenées. Lorsque ces dernières sont colinéaires il s'agit de filtre à mode simple et lorsqu'elles sont orthogonales il s'agit de filtre à double mode. Dans le présent travail, nous allons étudier les filtres à double mode en anneaux.

Lors de la conception d'un filtre à double mode en anneau, il faut concevoir les trois sous parties : le couplage entre la ligne d'alimentation et l'anneau, l'anneau et la perturbation qui permet de coupler les deux modes présents dans l'anneau. Pour ce faire il faut d'abord comprendre l'influence de chacun sur la réponse du filtre.

Après une introduction aux anneaux, nous allons nous pencher, sur les méthodes de calcul de la fréquence de résonance et présenter les trois modes supportés dans une structure en anneau et donner la distribution de courant.

Dans le troisième chapitre, nous allons donner l'expression des paramètres S d'une structure en anneau à double mode dans le cas général en se basant sur les principes des modes pair et impair. En suite, nous développerons les équations mathématiques qui décrivent les zéros de transmission pour différents types de perturbation, ainsi que les équations qui décrivent le couplage. De plus nous étudierons la réponse du filtre lorsque l'anneau est formé d'arcs qui ont différentes largeurs. Grâce à cette étude, nous serons en mesure de donner une méthodologie de conception de filtres à mode double en anneaux.

Dans le quatrième chapitre, nous allons donner les expressions des admittances d'entrée de l'anneau selon les types de terminaisons puis proposer un modèle électrique de l'anneau se basant sur la connaissance des fréquences paires et impaires supportées par l'anneau. En suite, nous développerons une méthodologie qui permet de calculer ces fréquences selon le type de perturbation. Nous serons alors capable de présenter une méthode qui permet de concevoir un filtre Chebyshev en utilisant une structure à un seul anneau et ensuite à plusieurs anneaux.

Dans le cinquième chapitre, nous allons proposer un programme qui permet de simuler une structure en anneaux et faire une discussion du point de vu pratique sur les types de couplage et les perturbations. Quand au septième chapitre, nous allons proposer une nouvelle structure qui permet d'éliminer les modes supérieurs.

L'avant dernier chapitre est consacré aux réalisations et mesures de quelques filtres à double mode en anneau. Nous serons capables de comparer les résultats de simulation et les mesures et donc tirer des conclusions sur la validité des modèles développés et leurs limites.

En conclusion, nous exposerons les principales solutions trouvées et nous ferons des remarques nécessaires à la réalisation et la mesure des filtres. De plus, nous exposerons de nouvelles voies de recherches. Le document se termine par une bibliographie des publications et des ouvrages relatifs au sujet.

CHAPITRE 1

INTRODUCTION AUX ANNEAUX

1.1 Introduction

En général, une structure en anneau est toute structure contenant une ligne de transmission fermée sur elle même. Ces lignes de transmission peuvent être des circuits planaires (i.e. microruban, *slotline* et ou coplanaire) ou des guides d'ondes. L'avantage des circuits planaire est la facilité d'intégration des circuits actifs ce qui permet de réaliser des oscillateurs, mélangeur, filtres actifs etc. Cependant, les circuits planaires ne supportent pas des puissances élevées.

La figure 1.1 montre une structure en anneau en circuit planaire. Il est clair que cette structure contient un anneau. Les lignes d'amenées peuvent avoir des angles relatifs arbitraires ce qui influence le comportement en fréquence.

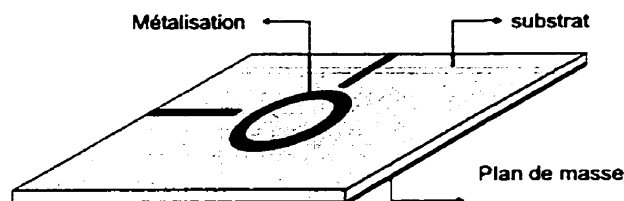


Figure 1.1: Structure en anneau en circuit planaire

Le premier anneau en microruban a été proposé par P. Troughton en 1969 afin de mesurer les coefficients de propagation et la dispersion des lignes microruban. Dans les années 70, les utilisations des anneaux se résumaient aux mesures des caractéristiques des lignes micro-ruban et de leurs discontinuités. Des études plus approfondies ont été développées pour pouvoir prédire le comportement des anneaux.

Dans les années 80, l'anneau a trouvé de nouvelles applications, telles que les

antennes. De plus les premiers filtres, oscillateurs, mélangeurs, *baluns* et coupleurs en anneaux ont commencé à faire surface.

1.2 Carractéristiques

Les anneaux en circuits planaire sont simples à fabriquer. Ces structures ne supportent que les ondes qui ont une longueur d'onde multiple de la circonférence. Avec ces structures, il est possible de réaliser des circuits plus compliqués, soit en insérant un circuit actif. De plus, il est possible de placer plusieurs anneaux en cascades. Les variations et les applications des structures en anneaux sont très nombreuses.

D'autre part, l'effet dispersif de l'anneau est faible, car il n'y a pas de circuit ouvert donc le facteur de qualité, Q , est plus grand que celui d'une ligne de transmission.

1.3 Différentes structures en anneaux

Les structures en anneaux sont différentes. Les plus communes sont en microruban. Cependant, il est possible d'utiliser d'autres types de lignes de transmissions, afin d'ajouter plus de flexibilité dans la conception. L'utilisation des lignes coplanaires facilite l'intégration des composantes passives et actives[6].

Les structures en anneaux peuvent être fabriquées en utilisant des guides d'ondes. Il permettent de réaliser des filtres qui ont un grand facteur de qualité et qui supportent de haute puissance[14].

1.4 Réalisations

L'utilisation des structures en anneaux dans les systèmes de télécommunications devient de plus en plus répandue. Par exemple, les anneaux peuvent servir à la réalisation de mélangeurs *Rat-race balanced mixers* [5] et d'oscillateurs *Ring-Stabilized oscillators* [11]. Cependant, les anneaux sont plus souvent utilisés pour réaliser des filtres, coupleurs, antennes et pour faire des mesures.

1.4.1 Mesures

Un anneau en microstrip peut servir à mesurer la dispersion et la constante diélectrique effective ϵ_{eff} [27], les paramètres d'une discontinuité[4], les pertes et le facteur de qualité Q [24].

L'utilisation d'une structure en anneau pour réaliser ces mesures présente un avantage majeur par rapport aux mesures réalisées avec des résonateurs en micro-ruban droit, car ces derniers ont des circuits ouverts à leurs extrémités. Ces circuits ouverts introduisent des erreurs dans les mesures et sont difficiles à modéliser. Dans toutes ces méthodes de mesures, l'effet de courbure est diminué au maximum en en augmentant le diamètre de l'anneaux.

1.4.2 Coupleurs

Les coupleurs sont indispensables dans la réalisation de plusieurs composantes micro-ondes tels que les mélangeurs, discriminateurs de fréquences, les *phase shifters* etc. Les plus utilisés sont les coupleurs hybrid 180° et les coupleurs *branch line*. La conception de tels coupleurs est bien décrite dans la littérature [19]. L'analyse de ces coupleurs utilise le mode pair et impair afin de trouver les longueurs et les impédances des lignes utilisées. Ces coupleurs ont une largeur de bande étroite.

1.4.3 Antennes

Les résonateurs en anneau peuvent être utilisés comme antennes à condition d'augmenter la largeur de la ligne qui forme l'anneau. Comme dans le cas d'une antenne *patch* l'alimentation se fait par une ligne coaxiale. Chew [7] a démontré que les modes TM_{1m} ($m=2,4,6,\dots$) sont les meilleurs modes de radiation. De plus Bhattacharyya [3] a développé des équations qui calculent l'impédance d'entrée des antennes en anneau en tenant compte de l'effet de ligne d'alimentation coaxiale. De plus, Das [8] a développé les expressions qui permettent de calculer le champ lointain.

CHAPITRE 2

FRÉQUENCES DE RÉSONANCE, DISTRIBUTION DE COURANT ET MODES

2.1 Fréquences de résonance

Les fréquences de résonance d'un anneau peuvent être calculées de deux façons. La première utilise les méthodes numériques qui calculent la distribution des champs des différents modes. Ces méthodes donnent de très bons résultats. Cependant, elles requièrent un temps de calcul long et beaucoup de ressources informatiques. La deuxième façon utilise des modèles électriques.

Pour une première approximation, on suppose que l'anneau n'est qu'une ligne de transmission fermée sur elle-même. Ceci est d'autant plus vrai que le rayon de l'anneau est grand. Quand la circonférence de l'anneau est égale à un multiple de la longueur d'onde guidée, figure 2.1, il y a résonance.

$$2\pi r = n\lambda_g, \text{ pour } n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.1)$$

où r est le rayon moyen de l'anneau qui est égal à la moyenne du rayon interne et externe, λ_g est la longueur d'onde guidée et n est le numéro du mode. La fréquence de résonance est

$$f = \frac{nc}{2\pi r \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \text{ pour } n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.2)$$

où c est la vitesse de la lumière et ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective.

Cette méthode de calcul ne tient pas compte de l'effet de courbure. Wolff et

Knoppik [27] ont fait des tests afin de voir les effets de courbure. Ils ont conclu que l'effet de courbure augmente si le substrat est mince, ϵ_{eff} est faible et l'impédance des lignes est petite.

2.1.1 Modèle de mur magnétique

Wolff et Knoppik [27] ont considéré l'anneau comme une cavité résonante, figure 2.1, avec des murs électriques en haut et en bas et des murs magnétiques sur les côtés. Les champs sont supposés être confinés dans le diélectrique et entre les murs. En supposant que ces champs ne dépendent pas de z , la solution des équations de Maxwell dans les coordonnées cylindrique est donnée par les équations (2.3)

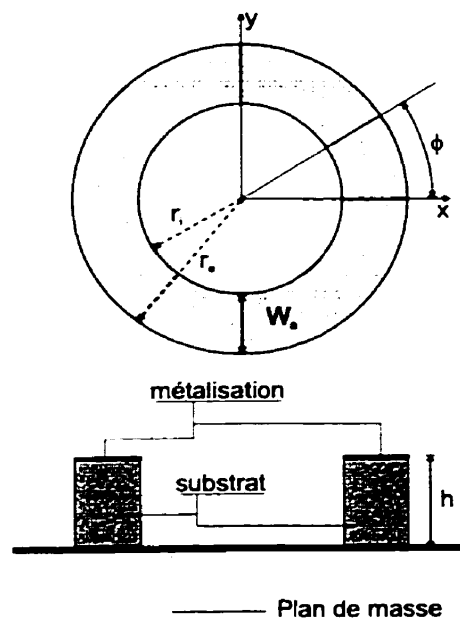


Figure 2.1: Géométrie de l'anneau

$$E_z = (AJ_n(kr) + BN_n(kr)) \cos(n\phi) \quad (2.3A)$$

$$H_r = \frac{n}{j\omega\mu_0 r} (AJ_n(kr) + BN_n(kr)) \sin(n\phi) \quad (2.3B)$$

$$H_\phi = \frac{k}{j\omega\mu_0} (AJ'_n(kr) + BN'_n(kr)) \cos(n\phi) \quad (2.3C)$$

où A et B sont des constantes, k est la constante de propagation, ω est la fréquence angulaire, J_n est la fonction de Bessel du premier type d'ordre n , N_n est la fonction de Bessel du deuxième type d'ordre n . J'_n et N'_n sont les dérivées respectives de J_n et N_n par rapport à (kr)

Les conditions aux frontières sont

$$H_\phi = 0, \text{ quand } r = r_i \quad (2.4A)$$

$$H_\phi = 0, \text{ quand } r = r_e \quad (2.4B)$$

où r_i et r_e sont respectivement le rayon intérieur et extérieur de l'anneau. En appliquant (2.4) à (2.3), nous obtenons l'équation (2.5).

$$J'_n(kr_e) N'_n(kr_i) - J'_n(kr_i) N'_n(kr_e) = 0 \quad (2.5)$$

où $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu_0}$. Pour trouver les fréquences de résonance des différents mode, il faut résoudre (2.5) selon k .

Il est intéressant de remarquer que lorsque r_e s'approche de r_i , l'équation (2.5) devient

$$(kr_i)^2 - n^2 = 0 \quad (2.6)$$

En faisant le changement de variable $k = \frac{2\pi}{\lambda_g}$, l'équation (2.6) devient

$$2\pi r_i = n\lambda_g \quad (2.7)$$

Nous remarquons que cette équation ressemble à l'équation (2.1). Wu et Rosenbaum [30] ont observé que lorsque le rapport $\frac{W_a}{r}$ augmente, les modes supérieurs apparaissent. Pour éviter ceci ils proposent un critère de conception $\frac{W}{r} < 0.2$.

2.1.2 Modèle de mur magnétique amélioré

Quoiqu'elle donne des résultats acceptables, la méthode de mur magnétique n'est pas très rigoureuse, car elle ne tient compte que des champs confinés sous la ligne. Owens [22] a innové en supposant que la largeur de la ligne formant l'anneau, W_a , dépend de la fréquence.

$$W_a = W_{eff}(f) \quad (2.8)$$

Les rayons interne et externe de l'anneau deviennent

$$R_i = \frac{1}{2} ((r_i + r_e) - W_{eff}(f)) \quad (2.9A)$$

$$R_e = \frac{1}{2} ((r_i + r_e) + W_{eff}(f)) \quad (2.9B)$$

Pour trouver les fréquences de résonance, R_i et R_e sont utilisés dans l'équation

(2.5). Les résultats obtenus avec cette nouvelle méthode de calcul sont proches des résultats expérimentaux.

2.1.3 Formule approchée

Au début des années 80 l'implémentation et la résolution de l'équation (2.5) nécessitaient beaucoup de temps. Khilla [16] a mis au point des équations qui permettent de calculer les fréquences des modes TM_{n10} avec $n = 0, 1, 2$ et 3. L'erreur a été estimé à moins de $\pm 0.4\%$

2.1.4 Calcul de la fréquence avec la Méthode Des Lignes

Une formulation rigoureuse (*full wave*) de la méthode des lignes est présenté en annexe (cf. Annexe I). Cette formulation permet de traiter les anneaux en micro-ruban sur un substrat à plusieurs couches, pour calculer les fréquences des modes TM_{n10} .

Dans la figure 2.2, nous présentons la relation qui existe entre le rayon interne r_i et la largeur de l'anneau W_a pour différentes fréquences. Les spécifications du substrat correspondent à ceux utilisés dans la technologie *MHMIC*, $h = 10mil$ et $\epsilon_r = 9.8$. De plus nous présentons une comparaison entre les résultats donnés par la Méthode Des Lignes et ceux par Khilla [16]. Nous pouvons voir, figure 2.2, que les résultats sont identiques.

La figure 2.4 donne la comparaison entre les fréquences de résonance calculées avec la méthode des lignes et celles avec Momentum en fonction de la largeur de l'anneau W_a pour différents rayon interne de l'anneau r_i , lorsque le substrat est constitué de deux couches, figure 2.3 : $h_1 = 10mil$, $h_2 = 4mil$ $\epsilon_{r1} = 9.8$ et $\epsilon_{r2} = 5.4$

Dans la figure 2.5 nous présentons la relation qui existe entre le rayon interne r_i et la largeur de l'anneau W_a pour différentes fréquences pour le cas où le substrat est multicouches, utilisé dans la technologie *MHMIC*, $h_1 = 10mil$, $h_2 = 4mil$ $\epsilon_{r1} = 9.8$ et $\epsilon_{r2} = 5.4$.

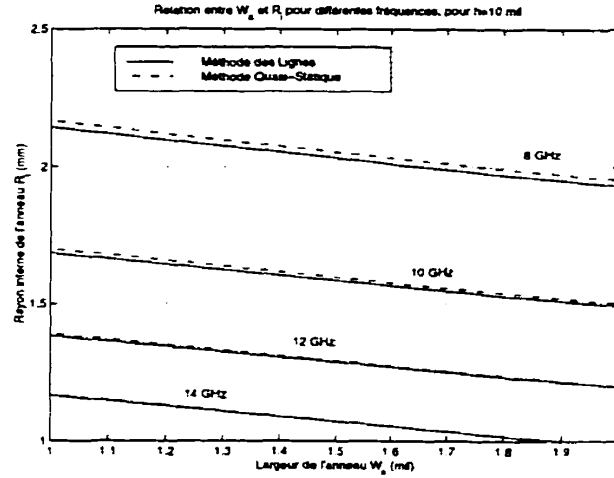


Figure 2.2: Relation entre le rayon interne r_i et la largeur de l'anneau W_a , pour différentes fréquences

2.2 Distribution des champs

En supposant que l'anneau est une cavité résonante avec des murs électriques en haut et en bas et des murs magnétiques sur les côtés, il a été démontré que les modes résonants sont solutions de l'équation (2.5). Ces modes sont désignés par TM_{nml} , où n et m représentent le nombre de maximum du champ électrique dans la direction azimutale et radiale respectivement. Puisqu'il n'y a pas de variations des champs dans la direction z , alors $l = 0$. La figure 2.6 montre la distribution de champ pour les modes TM_{020} , TM_{110} et TM_{210} .

L'indice m représente la $m^{\text{ième}}$ racine solution de l'équation propre (2.5). La figure 2.7 montre l'évolution de l'équation propre en fréquence pour $r_i = 1.74$ mm et $r_e = 3.60$ mm avec $n = 1$. Chaque passage par 0 correspond à une valeur de m .

Le tableau 2.1 donne les fréquences de résonance des neuf premiers modes pour des anneaux qui ont tous la même fréquence f_{110} . Nous remarquons que lorsque la largeur de l'anneau augmente, les fréquences des autres modes diminuent.

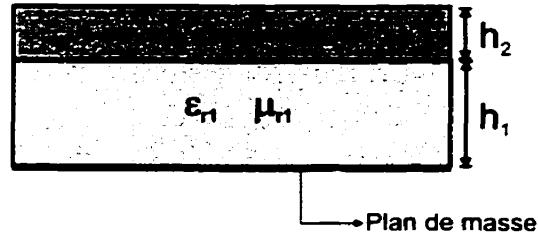


Figure 2.3: Substrat à deux couches

Tableau 2.1: Fréquences (GHz.) des modes pour différents rayons internes et externes (r_i et r_e), pour $\epsilon_r = 9.8$

Fréquence (GHz)	f_{nm0} $r_i = 3.60$ mm $r_e = 1.74$ mm	f_{nm0} $r_i = 2.27$ mm $r_e = 3.00$ mm	f_{nm0} $r_i = 2.76$ mm $r_e = 2.50$ mm
TM_{110}	5.80	5.80	5.80
TM_{210}	11.46	11.57	11.60
TM_{010}	26.23	65.78	184.23
TM_{120}	27.01	66.04	184.30
TM_{210}	29.27	66.83	184.59
TM_{020}	51.75	131.28	368.36
TM_{130}	52.12	131.14	368.40
TM_{230}	53.20	131.80	368.54
TM_{030}	77.40	196.84	525.25

2.3 Modes

Un résonateur en anneau peut supporter plusieurs modes. Ces modes doivent satisfaire les conditions aux frontières . Ils sont influencés par les perturbations et l'excitation. Il existe trois types de modes : mode regulier¹, mode forcé² et mode divisé ³.

¹ *Regular mode*

² *Forced mode* ou *Excited mode*

³ *Split mode*

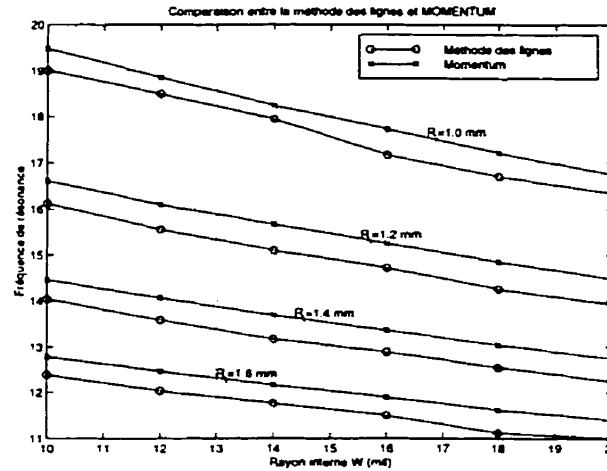


Figure 2.4: Comparaison entre les résultats de la méthode des lignes et ceux *Momentum*

2.3.1 Mode régulier

La fréquence de résonance d'un mode régulier peut être calculée par l'équation (2.1). La résonance se produit lorsqu'une onde stationnaire se produit sous la métallisation de l'anneau. Le champ maximum se produit à chaque $\frac{\lambda_g}{2n}$, où n est le numéro du mode. Pour satisfaire les conditions aux frontières le champ maximum se produit là où l'anneau est alimenté.

La figure 2.8 montre le maximum de champ pour les quatre premiers modes. Si la ligne de sortie est à 90° , les deux portes seront découplées

2.3.2 Mode forcé

Le mode forcé apparaît lorsqu'on insère des perturbations du type court-circuit ou circuit ouvert. La figure 2.9 montre l'endroit où se trouve le maximum de champ lorsqu'un *gap* est inséré. Ce *gap* représente un circuit ouvert, donc le champ doit être maximale à cet endroit. Les modes impairs (i.e. $n = 1, 2, 3 \dots$) ne peuvent pas exister dans cette structure. Seul les modes pairs et les modes $\frac{m}{2}$ ($m = 1, 3, 5 \dots$) peuvent exister.

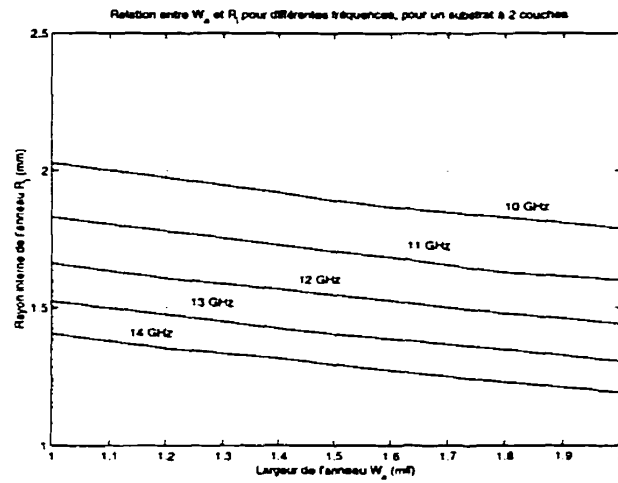


Figure 2.5: Relation entre le rayon interne r_i et la largeur de l'anneau W_a , pour différentes fréquences

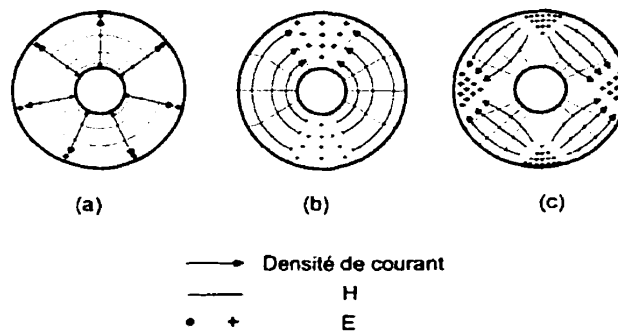


Figure 2.6: Distributions des champs (a) TM_{020} (b) TM_{110} (c) TM_{210}

2.3.3 Split mode

Le mode divisé est un mode qui est moins radical que le mode forcé et moins pur que le mode régulier. Ce mode peut être obtenu en insérant des résonateurs locaux ou des perturbations. Wolff [28] a pu identifier quatre types

- *coupled split mode* : apparaît lorsque les lignes d'amenées ne sont pas colinéaires
- *local resonant split mode* : apparaît en modifiant la largeur d'un secteur de

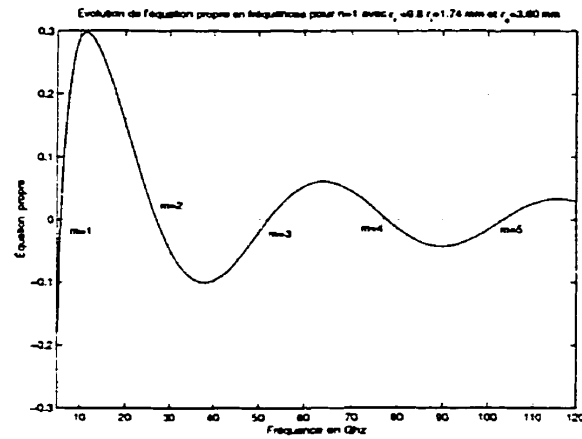


Figure 2.7: Evolution de l'équation propre (2.5) pour $n = 1$ en fréquences

l'anneau

- *notch perturbation* : apparaît suite à l'insertion d'un *notch* dans l'anneau
- *patch perturbation* : apparaît suite à l'insertion d'une *patch* dans l'anneau

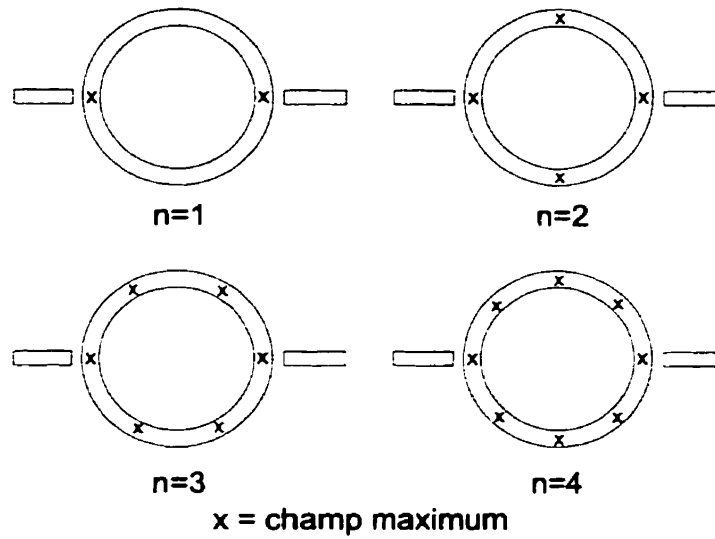


Figure 2.8: Champ maximum pour les quatres premiers modes reguliers

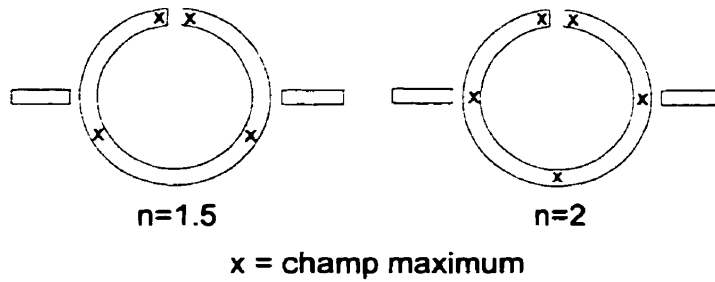


Figure 2.9: Champ maximum pour les deux premiers modes forcés

2.4 Conclusion

Dans une première approximation, il est possible de calculer la fréquence de résonance en supposant que la circonférence de l'anneau est un multiple de la longueur d'onde guidé. Pour des résultats plus précis il existe des formules approchées. Cependant, si le substrat est du type multicouche, il faut utiliser une méthode numérique.

La structure en anneau supporte des modes du type TM_{nm0} . Il a été démontré que certains de ces modes sont rayonnants. Il est donc préférable de les utiliser

dans la conception des antennes et d'utiliser les modes qui ne rayonnent pas dans la conception de filtres, mélangeurs, oscillateurs etc.

On sait maintenant qu'il existe trois modes de résonances. Ces modes dépendent de l'emplacement de l'excitation ainsi que les conditions imposées à la structure telles que : circuits ouverts, court circuit, changement de la largeur formant l'anneau etc.

CHAPITRE 3

ANNEAU À DOUBLE MODE

3.1 Introduction

Une structure à double mode contient deux modes orthogonaux qui résonnent à la même fréquence. Un anneau peut supporter ce genre de modes. Ces derniers peuvent être couplés afin de réaliser un filtre passe-bande.

3.2 Aspect mathématique

Dans la soussection 2.1.1, on a considéré que l'anneau est une cavité résonante avec des murs électriques en haut et en bas et des murs magnétiques sur les côtés. Les champs sont supposés être confinés dans le diélectrique et entre les murs et indépendant de z . La solution de Maxwell dans les coordonnées cylindriques à ce problème est donnée par les équations (3.1)

$$E_z = (AJ_n(kr) + BN_n(kr)) \cos(n\phi) \quad (3.1A)$$

$$H_r = \frac{n}{j\omega\mu_0 r} (AJ_n(kr) + BN_n(kr)) \sin(n\phi) \quad (3.1B)$$

$$H_\phi = \frac{k}{j\omega\mu_0} (AJ'_n(kr) + BN'_n(kr)) \cos(n\phi) \quad (3.1C)$$

Il existe une autre solution à ce problème qui satisfait les conditions aux frontières (2.4)

$$E_z = (AJ_n(kr) + BN_n(kr)) \sin(n\phi) \quad (3.2A)$$

$$H_r = \frac{n}{j\omega\mu_0 r} (AJ_n(kr) + BN_n(kr)) \cos(n\phi) \quad (3.2B)$$

$$H_\phi = \frac{k}{j\omega\mu_0} (AJ'_n(kr) + BN'_n(kr)) \sin(n\phi) \quad (3.2C)$$

La seule différence entre les équations (3.1) et (3.2) est l'utilisation des sinus à la place de cosinus et les cosinus à la place des sinus. Puisque ces fonctions sont orthogonales les solutions le sont aussi. Ces solutions ont la même équation de valeurs propres (*eigenvalue equation*) (3.3). Ceci signifie qu'il existe deux modes orthogonaux qui ont la même fréquence de résonance.

$$J'_n(kr_e) N'_n(kr_i) - J'_n(kr_i) N'_n(kr_o) = 0 \quad (3.3)$$

Si un anneau est utilisé avec des lignes d'alimentations colinéaires, figure 3.1.a, seul un mode peut être excité. Dans le cas où les lignes ne sont pas colinéaires figure 3.1.b, les deux modes seront excités. Lorsque les deux lignes d'alimentation sont séparées de 90°, figure 3.1.c, à la fréquence de résonance, les deux portes sont découplées.

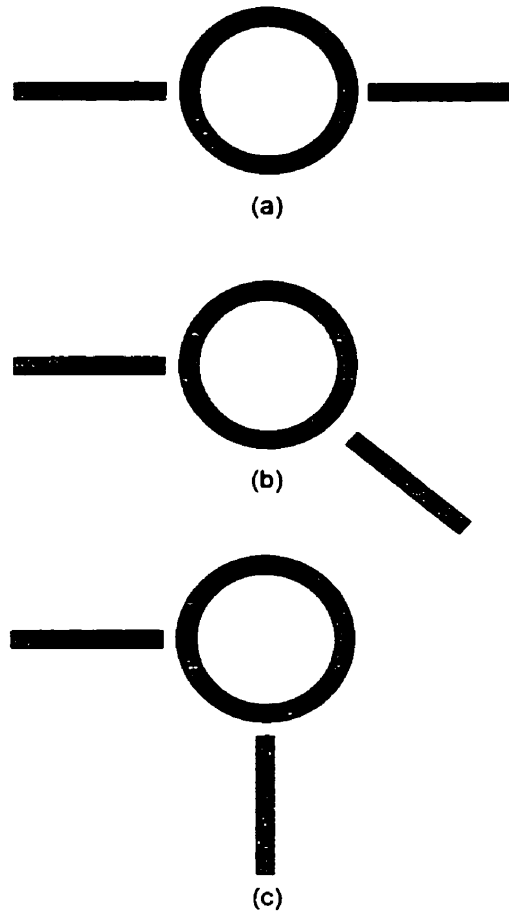


Figure 3.1: Différents types d'alimentation

3.3 Structure à double mode

Un anneau en double mode est composé de plusieurs sous-structures qui doivent être conçues afin de réaliser la réponse désirée. Les lignes d'alimentation doivent avoir la même longueur et la même admittance. Les dimensions de l'anneau : rayon et largeur des arcs, doivent être calculées pour qu'il résonne à la fréquence désirée.

La structure de couplage entre les lignes d'alimentation et l'anneau peut prendre plusieurs formes (i.e. couplage distribué ou discret). Toutes ces formes peuvent être représentées par un circuit capacitif en π , figure 3.3.

Pour coupler les modes orthogonaux, il faut appliquer une perturbation, toute

en préservant la symétrie de la structure. Ces perturbations sont généralement situées à 135° ou/et à -45° du port 1 et 2, figure 3.2. Cependant, elles peuvent aussi être situées à 90° ou/et à 45° . Le modèle électrique de ces perturbations peuvent être représentés par une capacité connecté à la masse.

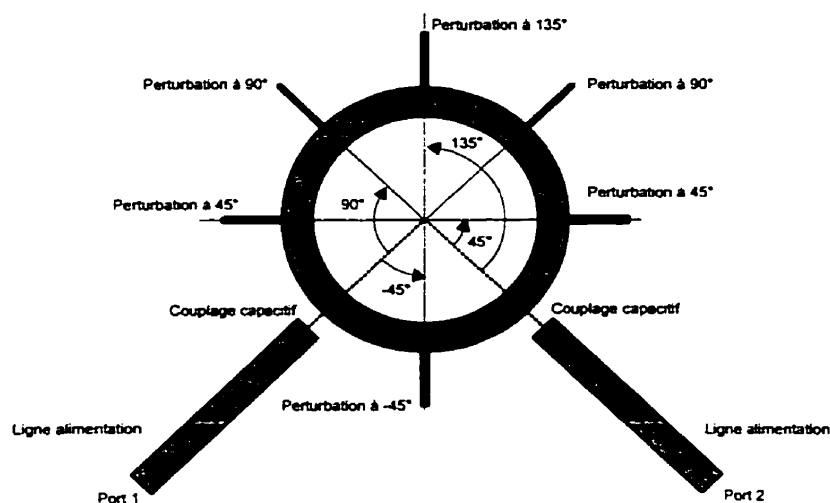


Figure 3.2: Anneau en double mode dans le cas général

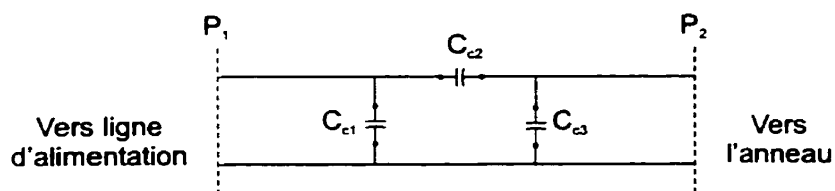


Figure 3.3: Modèle électrique du couplage

Les modèles électriques des perturbations et du couplage sont donnés à la figure 3.4

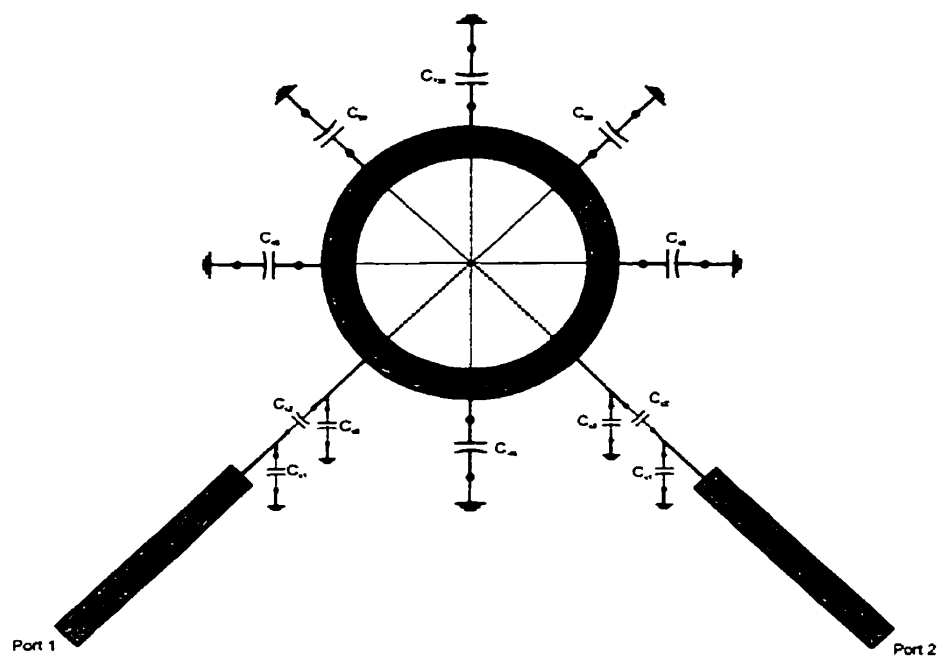


Figure 3.4: Modèle électrique des perturbations et du couplage

3.4 Paramètres S

Les paramètres S peuvent être définis en utilisant les coefficients de réflexions pair et impair (cf. annexe II). Comme la structure en anneau est symétrique et sans perte, nous pouvons écrire que

$$S_{11} = \frac{\Gamma_i + \Gamma_p}{2} \quad (3.4A)$$

$$S_{21} = \frac{\Gamma_i - \Gamma_p}{2} \quad (3.4B)$$

Pour calculer Γ_i et Γ_p , nous utilisons le concept des lignes de transmission. Nous supposons d'abord qu'un $1V$ est appliqué aux portes 1 et 2, ensuite nous supposons que $1V$ est appliqué à la porte 1 et $-1V$ à la porte 2. Au niveau du plan de symétrie, dans le premier cas il y a un circuit ouvert et dans le deuxième cas un court-circuit.

Afin de calculer Γ_i et Γ_p , il faut calculer les admittances paire, Y_p , et impaire, Y_i , vues à partir d'une porte. Ensuite, il faut calculer le coefficient de réflexion équivalent, équation (3.5).

$$\Gamma_{p(i)} = \frac{Y_0 - Y_{p(i)}}{Y_0 + Y_{p(i)}} \quad (3.5)$$

En utilisant (3.5), nous pouvons écrire que :

$$S_{11} = \frac{Y_0^2 - Y_p Y_i}{(Y_0 + Y_p)(Y_0 + Y_i)} \quad (3.6A)$$

$$S_{21} = \frac{Y_0(Y_p - Y_i)}{(Y_0 + Y_p)(Y_0 + Y_i)} \quad (3.6B)$$

Ces paramètres s'annulent respectivement quand

$$Y_0^2 - Y_p Y_i = 0 \quad (3.7A)$$

$$Y_p - Y_i = 0 \quad (3.7B)$$

Puisque la structure en anneau est une deux portes reciproque et sans perte, nous pouvons écrire que

$$S_{11} = S_{22} \quad (3.8A)$$

$$S_{21} = S_{12} \quad (3.8B)$$

$$S_{11} S_{11}^* + S_{21} S_{21}^* = 1 \quad (3.8C)$$

$$S_{11} S_{21}^* + S_{21} S_{11}^* = 0 \quad (3.8D)$$

$$\phi_{11} - \phi_{21} = \pm \frac{\pi}{2} \quad (3.8E)$$

D'autre part, comme la structure est sans perte, Y_p et Y_i sont imaginaires purs. De ce fait, les équations (3.8C), (3.8D) et (3.8E) sont toujours vérifiées quelques soient les valeurs de Y_p et Y_i . Donc, nous ne pouvons pas tirer aucune information sur le choix des paramètres de la structure tel que le couplage, l'admittance de l'anneau ou les perturbations.

Nous pouvons exprimer $Y_{p(i)}$ en fonction de l'admittance paire et impaire de l'anneau, $Y_{p(i)a}$, et les paramètres de couplage $Y_{c1(2,3)} = i\omega C_{c1(2,3)}$.

$$Y_{p(i)} = Y_{c1} + \frac{Y_{c2} (Y_{p(i)a} + Y_{c3})}{Y_{p(i)a} + Y_{c2} + Y_{c3}} \quad (3.9)$$

donc l'équation (3.6) devient

$$S_{11} = \frac{Y_0^2 - \left(Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{pa} + Y_{c3})}{Y_{pa} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right) \left(Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{ia} + Y_{c3})}{Y_{ia} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right)}{\left(Y_0 + Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{pa} + Y_{c3})}{Y_{pa} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right) \left(Y_0 + Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{ia} + Y_{c3})}{Y_{ia} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right)} \quad (3.10A)$$

$$S_{21} = \frac{Y_0 (Y_{pa} - Y_{ia}) \frac{Y_{c2}}{Y_{pa} + Y_{c2} + Y_{c3}}}{\left(Y_0 + Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{pa} + Y_{c3})}{Y_{pa} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right) \left(Y_0 + Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{ia} + Y_{c3})}{Y_{ia} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right)} \quad (3.10B)$$

L'équation (3.10B) montre que les zéros de transmission sont indépendants des paramètres de couplage.

3.5 Autres paramètres

Dans cette section, nous allons déduire les paramètres $ABCD$, Z et Y de l'an-
neau à partir des paramètres S .

Les éléments de la matrice $ABCD$ sont donnés par (3.11)

$$A = \frac{Y_i + Y_p}{Y_i - Y_p} \quad (3.11A)$$

$$B = \frac{2}{Y_i - Y_p} \quad (3.11B)$$

$$C = \frac{2Y_i Y_p}{Y_i - Y_p} \quad (3.11C)$$

$$D = \frac{Y_i + Y_p}{Y_i - Y_p} \quad (3.11D)$$

Ceux de la matrice Z sont donnés par (3.12)

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{Y_i + Y_p}{2Y_i Y_p} \quad (3.12A)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = \frac{Y_i - Y_p}{2Y_i Y_p} \quad (3.12B)$$

Finalement, les paramètres Y sont donnés par (3.13)

$$Y_{11} = Y_{22} = \frac{Y_i + Y_p}{2} \quad (3.13A)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = \frac{Y_i - Y_p}{2} \quad (3.13B)$$

3.6 Annulation de S_{21}

En examinant l'équation (3.10), nous remarquons que les zéros de transmission sont indépendants des paramètres de couplage

$$Y_{p_a} - Y_{i_a} = 0 \quad (3.14)$$

Nous allons étudier l'effet des paramètres des perturbations sur le comportement en fréquences des zéros de transmissions

3.6.1 Perturbation placée à 135° des portes

Dans le cas d'une perturbation placée à 135° des portes, l'équation (3.14) devient

$$Y_{0_a} \left(\sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) + \sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) \right) + \omega_{z,t} C_{135} \left(\cos \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) - 1 \right) = 0 \quad (3.15)$$

L'équation (3.15) relie l'admittance caractéristique de l'anneau et la capacité de perturbation.

$$\frac{C_{135}}{Y_{0_a}} = \frac{\sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) + \sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right)}{\omega_{z,t} \left(1 - \cos \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) \right)} \quad (3.16)$$

où $\omega_{z,t}$ est la fréquence angulaire du zéro de transmission.

La figure (3.5) montre la relation qui existe entre la capacité de perturbation, C_{135} , et les fréquences des zéros de transmission, $f_{z,t}$.

Il est évident que pour chaque valeur de C_{135} et *autour de la fréquence centrale*, il y a deux zéros de transmissions. Nous allons noter les fréquences correspondantes par $f_{1,z,t}$ et $f_{2,z,t}$. Avec $f_{1,z,t} < f_0$ et $f_{2,z,t} > f_0$. Il n'est pas possible de contrôler ces

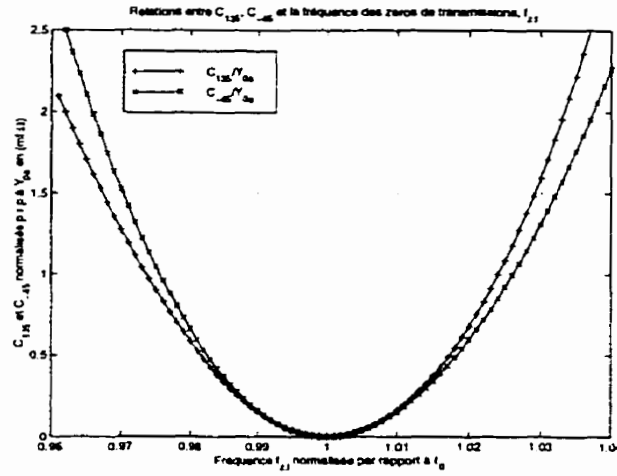


Figure 3.5: Relations entre C_{135} , C_{-45} et la fréquence des zéros de transmissions, $f_{z,t}$

deux fréquences indépendamment.

3.6.2 Perturbation placée à -45° des portes

Dans le cas d'une perturbation placée à -45° des portes, l'équation (3.14) donne

$$Y_{0a} \left(\sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) + \sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) \right) + \omega_{z,t} C_{-45} \left(\cos \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) - 1 \right) = 0 \quad (3.17)$$

L'équation (3.17) relie l'admittance caractéristique de l'anneau et la capacité de perturbation.

$$\frac{C_{-45}}{Y_{0a}} = \frac{\sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) + \sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right)}{\omega_{z,t} (1 - \cos \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right))} \quad (3.18)$$

où $\omega_{z,t}$ est la fréquence angulaire du zéro de transmission.

La figure 3.5 montre la relation qui existe entre la capacité de perturbation C_{-45} et les fréquences des zéros de transmission. Comme dans le cas de la perturbation

avec C_{135} , pour chaque valeur de C_{-45} , il existe deux zéros de transmissions.

Autour de la fréquence centrale, les effets de C_{135} et de C_{-45} sur les fréquences de transmission sont presque similaires.

3.6.3 Perturbations placées à 135° et à -45° des portes

Dans la sous-section 3.6.1, nous avons étudié le cas où la perturbation est causé seulement par C_{135} . Dans cette sous-section nous allons étudier le cas où les perturbations sont situées à 135° et à -45° .

$$Y_{0a} \left(\sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) + \sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) \right) + \omega_{z,t} C_{135} \left(\cos \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) - 1 \right) + \omega_{z,t} C_{-45} \left(\cos \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) - 1 \right) = 0 \quad (3.19)$$

L'équation (3.19) est égale à l'équation (3.15) dans le cas où $C_{-45} = 0$. La figure 3.6 montre les relations qui existe entre les capacités C_{135} et C_{-45} pour avoir des $\Delta f_{z,t} = f_{2,z,t} - f_{1,z,t}$ constants. Avec les deux capacités de perturbation, nous avons plus de contrôle sur les fréquences $f_{2,z,t}$, $f_{1,z,t}$.

3.6.4 Perturbation placée à 90° des portes

Si nous appliquons une perturbation à 90° des portes, le développement de l'équation (3.14) donne

$$4Y_{0a}^2 \left(\sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) + \sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) \right) + 4Y_{0a} \omega_{z,t} C_{90} \left(\cos \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) - \cos \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) \right) + \omega_{z,t}^2 C_{90}^2 \left(3 \sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) - \sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) \right) = 0 \quad (3.20)$$

La résolution de cette équation montre, figure 3.7, que nous ne pouvons pas

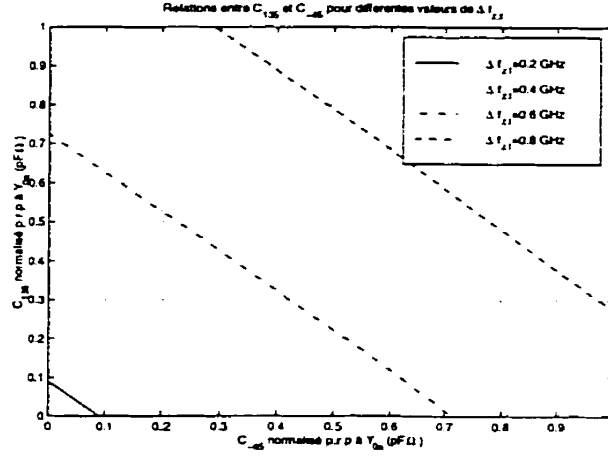


Figure 3.6: Relations entre C_{135} et C_{-45} , normalisés par rapport à Y_{0a} pour différentes valeurs de $\Delta f_{z,t}$

avoir deux zéros de transmission autour de la fréquence de résonance. Car, si la capacité de perturbation $C_{90} > 0$ il y a seulement un zéro et sa fréquence $f_{1z,t} < f_0$ et si $C_{90} < 0$, il y a aussi un seul zéro mais sa fréquence est $f_{2z,t} > f_0$.

3.6.5 Perturbation placé à 45° des portes

Dans le cas de perturbation situé à 45° des portes, l'équation (3.14) donne

$$\begin{aligned}
 & 4Y_{0a}^2 \left(\sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) + \sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) \right) + 4Y_{0a}\omega_{z,t}C_{45} \left(\cos \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) - \cos \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) \right) \\
 & + \omega_{z,t}^2 C_{45}^2 \left(2 \sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{2} \right) - \sin \left(\frac{\theta_{z,t}}{4} \right) - \sin \left(\frac{3\theta_{z,t}}{4} \right) \right) = 0
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

La résolution de cette équation montre, figure 3.7, que nous pouvons avoir deux zéros de transmission autour de la fréquence de résonance seulement si $C_{45} < 0$. Donc, la perturbation doit être du type inductif.

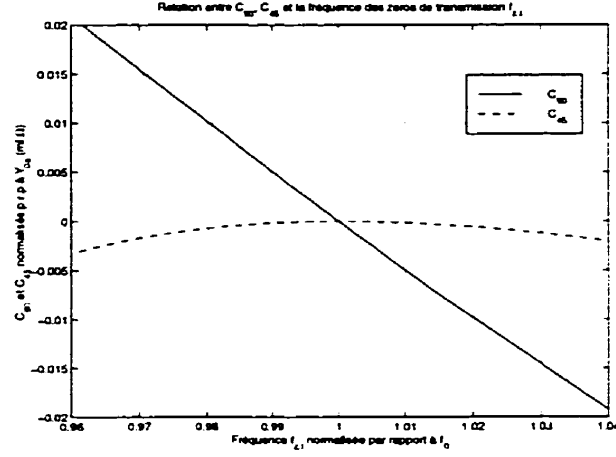


Figure 3.7: Relations entre C_{90} , C_{45} normalisés par rapport à Y_{0a} , et la fréquence des zéros de transmissions, $f_{z,t}$

3.6.6 Conclusion sur les zéros de transmission

Les zéros de transmission dépendent uniquement de l'anneau, en particulier l'admittance caractéristique des lignes de transmission qui le forment et de l'emplacement des perturbations.

Nous avons démontré que les perturbations causées par C_{135} et C_{45} entraînent deux zéros autour de la fréquence centrale f_0 . Pour $C_{90} > 0$, il y a un zéro dont la fréquence $f_{1,z,t} < f_0$ et pour $C_{90} < 0$, il y a un zéro dont la fréquence $f_{1,z,t} > f_0$. Quant à la perturbation causée par C_{45} , elle fait apparaître deux zéros lorsqu'elle est du type inductif.

Dans l'annexe III, nous avons donné les équations pour d'autres cas de perturbations.

3.7 Annulation de S_{11}

Pour faire la conception d'un filtre, il est primordial de contrôler la largeur de bande. Cette dernière peut être définie de plusieurs façons. Dans ce travail, nous allons supposer que la largeur de bande est égale à la différence des fréquences pour lesquelles $S_{11} = 0$. Ceci est vérifié lorsqu'on a

$$Y_0^2 - \left(Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{pa} + Y_{c3})}{Y_{pa} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right) \left(Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{ia} + Y_{c3})}{Y_{ia} + Y_{c2} + Y_{c3}} \right) = 0 \quad (3.22)$$

avec $Y_{c1(2,3)} = i\omega C_{c1(2,3)}$. Cette équation qui dépend des paramètres de l'anneau et du couplage est difficile à étudier à cause du nombre de variables impliquées. C'est pourquoi, nous allons étudier un cas simple et essayer de tirer des conclusions pour le cas général.

3.7.1 Choix des capacités de couplage

Le choix des capacités de couplage est très important dans la conception d'un filtre double mode. Nous avons fait plusieurs tests pour voir l'influence des capacités de couplage sur les paramètres S . Nous avons remarqué que l'influence de C_{c2} sur la réponse du filtre est plus importante que celles des capacités C_{c1} et C_{c3} . De plus, il existe une valeur maximale de C_{c2} à partir de laquelle la réponse de la structure en anneau ne correspond plus à celle d'un filtre à double mode. C'est à dire les deux pôles disparaissent. Si on reprend l'équation (3.22), nous pouvons écrire que

$$Y_0^2 (Y_{pa} + Y_{c2}) (Y_{ia} + Y_{c2}) - Y_{c2}^2 Y_{pa} Y_{ia} = 0 \quad (3.23)$$

Dans le cas où la perturbation est placée à 135° , l'équation (3.23) devient

$$\begin{aligned}
& \left[\left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(\theta) \right) Y_{0a}^3 + \frac{1}{2} \omega^3 Y_{0a}^2 C_{135} \sin(\theta) + \left(-\frac{1}{8} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \frac{1}{8} \cos(\theta) \right) Y_0^2 2Y_{0a} \right. \\
& + \left. \left(-\frac{1}{8} \sin(\theta) + \frac{1}{4} \sin\left(\frac{\theta}{4}\right) + \frac{1}{8} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) Y_0^2 C_{135} \omega \right] \omega^2 C_{c2}^2 \\
& + \left[\left(-\frac{1}{2} \cos\left(\frac{\theta}{4}\right) + \frac{1}{2} \cos(\theta) \right) Y_{0a} Y_0^2 \omega C_{135} + \frac{1}{2} Y_0^2 Y_{0a}^2 \sin(\theta) \right] \omega C_{c2} \\
& + \frac{1}{2} Y_0^2 Y_{0a}^2 \omega C_{135} \sin(\theta) + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(\theta) \right) Y_{0a}^3 Y_0^2 = 0
\end{aligned} \tag{3.24}$$

En posant les valeurs de la perturbation, de l'admittance de l'anneau et de normalisation, il est possible de trouver une relation entre la capacité de couplage C_{c2} et les fréquences qui annulent $S_{11} = 0$, figure 3.8.

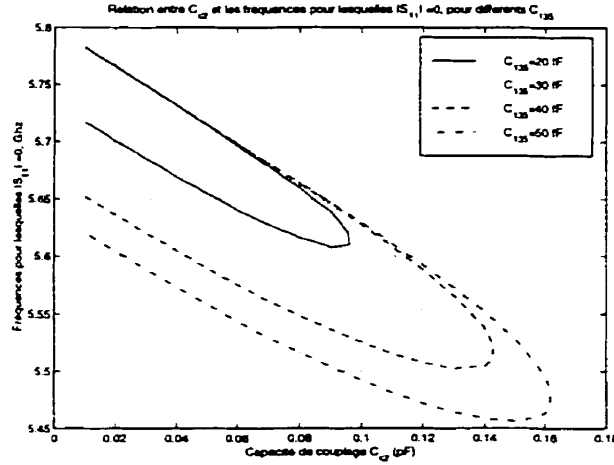


Figure 3.8: Relation entre C_{c2} et les fréquences annulant S_{11} , pour différents C_{135} , avec $Y_0 = Y_{0a} = \frac{1}{50}$ et $f_0 = 5.80$ GHz

Pour chaque C_{c2} faible, il existe deux fréquences qui annulent S_{11} . Dépassant une certaine valeur de C_{c2} , S_{11} ne s'annule plus. En se rapprochant de la valeur limite de C_{c2} , il sera possible de diminuer la largeur de bande du filtre.

D'autre part, lorsque C_{c2} augmente, la fréquence centrale du filtre diminue et s'éloigne de la fréquence f_0 . Pour une capacité de couplage C_{c2} fixe, nous re-

marquons que d'une part la largeur de bande croit à mesure que la capacité de perturbation C_{135} augmente et que d'autre part la valeur limite de C_{c2} croit avec C_{135} . Nous avons réalisé plusieurs tests pour voir l'effet de C_{c1} et C_{c3} sur S_{11} . Nous avons conclu que si les capacités ont des valeurs qui ne dépassent pas beaucoup la valeur limite de C_{c2} , les remarques précédentes sont encore valables.

3.8 Méthode de conception

Pour faire la conception d'un filtre passe-bande à double mode en anneau, il faut trouver les paramètres de l'anneau (impédance, rayon), du circuit de perturbation (C_{angle}) et du circuit de couplage (C_{c1} , C_{c2} , C_{c3}). Ces paramètres ont un effet direct sur les zéros et les pôles de transmissions. Puisque les zéros de transmission ne dépendent pas des paramètres de couplage, il est préférable de commencer la conception en essayant de satisfaire les zéros de transmission. Lorsque ces derniers sont satisfaits, il faut trouver les paramètres de couplage qui permettent d'avoir une largeur de bande et le niveau de S_{21} désirés.

D'abord, il faut trouver les paramètres d'un anneau (r_a , W_a) qui résonne à la fréquence de résonance désirée et a une admittance $Y_{0a} = \frac{1}{50}$ mho. Ce choix de paramètres est un point de départ. Il faut choisir le type de perturbation. Le cas le plus simple serait une perturbation, C_{135} , placée à 135° des portes. Pour que le filtre coupe d'une façon très raide, il faut que les fréquences des zéros de transmission $f_{1(2)\pm, \dots}$ soient les plus proches de f_0 . Donc, ceci peut être assuré en choisissant une valeur faible C_{135} ou en augmentant la valeurs de l'admittance¹, Y_{0a} . Le choix de ces paramètres n'est pas encore final. Il faut encore trouver les paramètres de couplage. Ces derniers dépendent essentiellement de C_{c2} . Il faut débiter avec une valeur faible ensuite il faut l'augmenter jusqu'à atteindre la largeur de bande désirée. Tout le long de cette procédure il faut aussi ajuster la fréquence de résonance du circuit.

Dans la figure 3.9 nous résumons la méthode de conception d'un filtre passe-bande à double mode en anneau.

¹ Augmenter la largeur de l'anneau

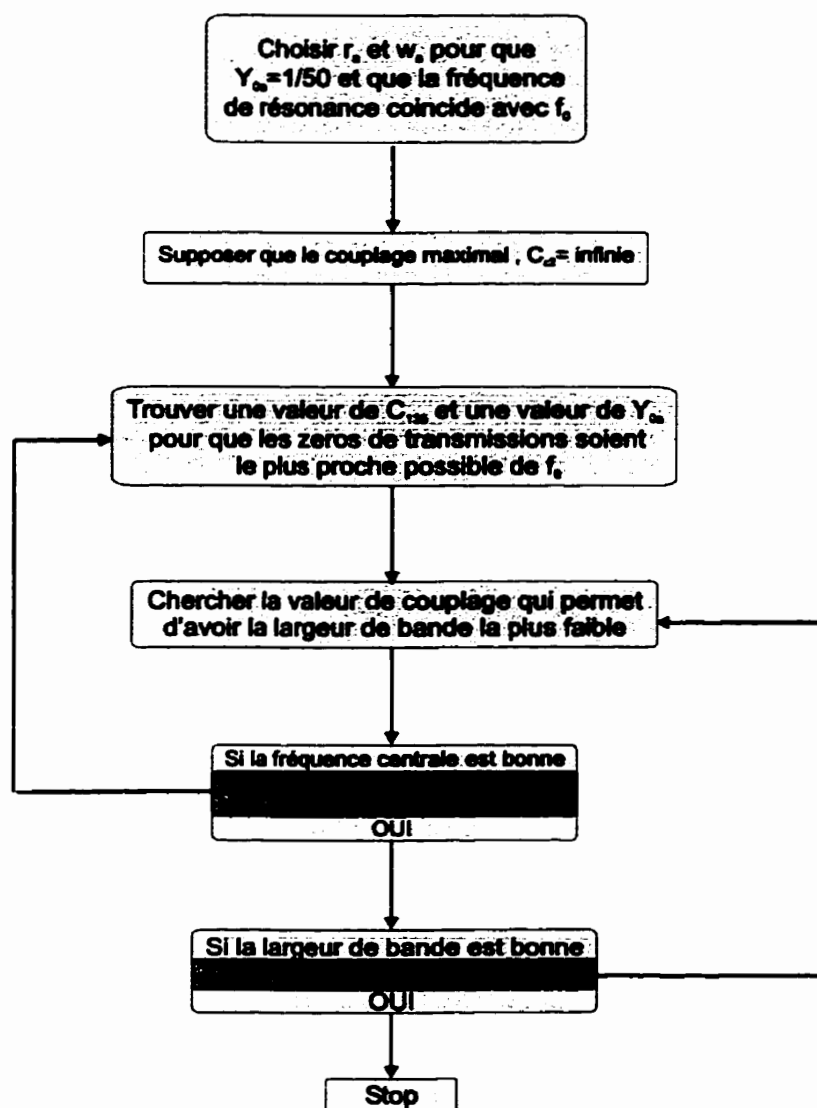


Figure 3.9: Méthode de conception d'un filtre passe-bande à double mode en anneau

3.9 Anneau avec différentes largeur de ligne

Nous allons déterminer l'effet de la largeur des arcs sur la réponse du filtre à double mode en anneau. Nous étudierons le cas où l'anneau est constitué de huit arcs, figure 3.10. Pour simplifier le problème, nous supposons qu'il y a deux types d'arcs : un de largeur W_1 et d'admittance Y_{1a} et un deuxième de largeur W_2 et d'admittance Y_{2a} .

Il existe des relations entre les angles des arcs et la longueur électrique, θ , de l'anneau.

$$\theta_1 = p_1 \theta \quad (3.25A)$$

$$\theta_3 = p_2 \theta \quad (3.25B)$$

$$\theta_2 = \left(\frac{1}{4} - p_1 - \frac{1}{2} p_2 \right) \theta \quad (3.25C)$$

où p_1 et p_2 representent des fractions de la longueur électrique totale de l'anneau.

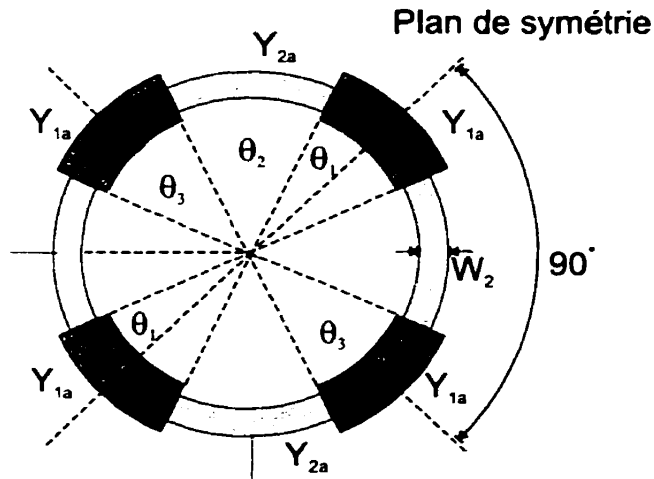


Figure 3.10: Anneau constitué de huit arcs

3.9.1 Annulation de S_{21}

Nous devons trouver des relations entre l'angle θ_1 et θ_3 et les fréquences des zéros de transmissions. Pour ce faire, il faut calculer les admittances paire et impaire en utilisant les notions de lignes de transmission et se servir de l'équation (3.26)

$$Y_{p_a} - Y_{i_a} = 0 \quad (3.26)$$

Nous allons définir le rapport d'admittance $R = \frac{Y_{1a}}{Y_{2a}}$. Pour $R > 1$, nous avons remarqué que lorsque θ_3 est compris entre $2\theta_1$ et une valeur limite $\theta_{3\text{limite}}$, il n'est pas possible de satisfaire l'équation (3.26). Par contre, pour $R < 1$, lorsque θ_3 est compris entre $2\theta_1$ et une valeur limite $\theta_{3\text{limite}}$, l'équation est satisfaite. La figure 3.11 donne les valeurs limites de θ_3 pour $R = 0.9$ et $R = 0.9^{-1}$.

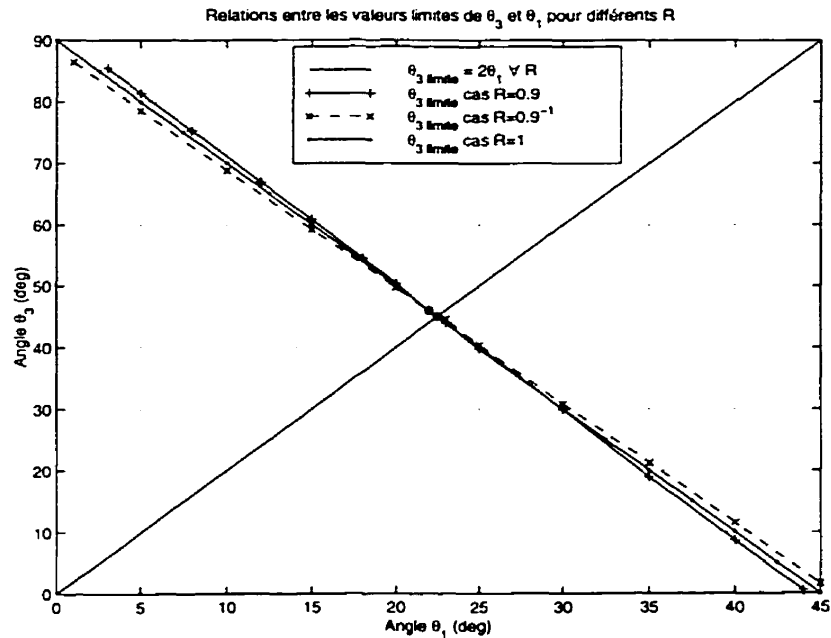


Figure 3.11: Relations entre les valeurs limites de θ_3 et θ_1 pour différents R

Lorsque R tends vers 1, les deux courbes de $\theta_{3\text{limite}}$ s'approchent l'une de l'autre et se confondent à $R = 1$. Si on se base sur les conclusions précédentes, aucun θ_3 ne permet d'avoir des zéros de transmission. Ce qui est normal puisque, pour $R = 1$, l'anneau est considéré sans perturbation.

Dans le cas où $R > 1$ avec $\theta_1 < 22.5^\circ$ et $\theta_3 = \theta_{3\text{limite}}$ les fréquences des deux zéros de transmissions sont confondues et elles sont supérieures à f_0 . Cependant, lorsque $\theta_1 > 22.5^\circ$ elles sont inférieures à f_0 .

Dans le cas où $R < 1$ avec $\theta_1 < 22.5^\circ$ et $\theta_3 = \theta_{3\text{limite}}$ les fréquences des deux zéros de transmissions sont confondues et elles sont inférieures à f_0 . Cependant, lorsque $\theta_1 > 22.5^\circ$ elles sont supérieures à f_0 .

La sensibilité des fréquences des zéros de transmissions est très grande par rapport aux angles. Cette sensibilité augmente, si les valeurs des angles sont autour des valeurs limites.

3.9.2 Annulation de S_{11}

Les remarques de la section 3.7 pour le filtre à double mode perturbé localement sont aussi valables pour le cas d'un filtre à double mode en anneau ayant des arcs de largeurs différentes.

3.10 Conclusion

En supposant que l'anneau est composé des lignes de transmissions et que les perturbations sont des capacités et que le couplage est un circuit en π asymétrique, il est possible de trouver une expression analytique de la matrice S . Nous avons remarqué que les zéros de transmissions ne dépendent pas de couplage. Quant à la largeur de bande, nous avons remarqué qu'il est possible de la contrôler avec les capacités de couplage.

Il est aussi possible de réaliser des filtres en mode double en changeant les largeurs des arcs qui forment l'anneau. Les zéros de transmission vont dépendre des rapports d'admittance de ces arcs et des angles. Quant à la largeur de bande, elle dépend essentiellement des capacités de couplage.

CHAPITRE 4

CIRCUITS ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT

4.1 Admittance d'entrée

L'admittance d'entrée $Y_{in1(2)}$ d'un circuit à deux portes, figure 4.1, peut être calculée, équation (4.1), à partir des paramètres Y , et de l'admittance $Y_{2(1)}$ qui se trouve à la porte 2(1).

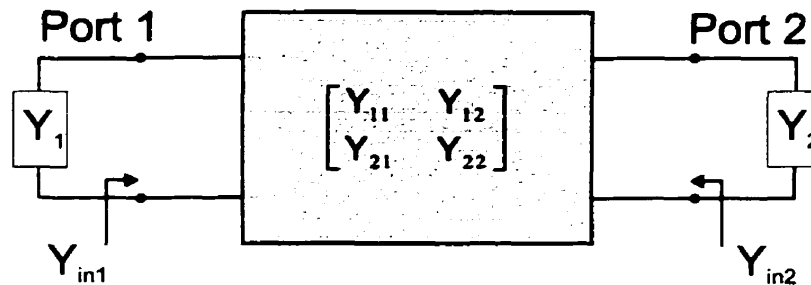


Figure 4.1: Admittance d'entrée d'un deux portes

$$Y_{in1} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_2} \quad (4.1A)$$

$$Y_{in2} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11} + Y_1} \quad (4.1B)$$

4.1.1 Cas où les portes sont adaptées

Pour que les deux portes soient adaptées, il faut que $Y_1 = Y_{in1}$ et $Y_2 = Y_{in2}$. Quand ces deux conditions sont satisfaites, les équations (4.1) deviennent

$$Y_{in1} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{2Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{11}+Y_{in1}}} \quad (4.2A)$$

$$Y_{in2} = Y_{22} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{2Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22}+Y_{in2}}} \quad (4.2B)$$

A partir des équations (4.2), nous trouvons que

$$Y_{in1}^2 = Y_{11}^2 - \frac{Y_{11}Y_{12}Y_{21}}{Y_{22}} \quad (4.3A)$$

$$Y_{in2}^2 = Y_{22}^2 - \frac{Y_{22}Y_{12}Y_{21}}{Y_{11}} \quad (4.3B)$$

Comme la structure en anneau utilisée dans le présent travail est symétrique et réciproque, nous avons $Y_{11} = Y_{22}$ et $Y_{21} = Y_{12}$. Les équations (4.3) se trouvent simplifiées, équation (4.4).

$$Y_{in1}^2 = Y_{in2}^2 = Y_{11}^2 - Y_{12}^2 \quad (4.4)$$

En utilisant l'équation (3.13) dans (4.4), nous trouvons une relation entre l'admittance d'entrée et les admittances paire et impaire.

$$Y_{in1}^2 = Y_{in2}^2 = Y_p Y_i \quad (4.5)$$

Donc, l'admittance d'entrée à une porte, lorsque l'autre porte est adaptée, est

$$Y_{in}^2 = Y_p Y_i \quad (4.6)$$

Si on écrit l'équation (4.6) en fonction des paramètres de couplage et les admittances paire et impaire de l'anneau nous obtenons

$$Y_{in} = \sqrt{\left(Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{pa} + Y_{c3})}{(Y_{pa} + Y_{c2} + Y_{c3})} \right) \left(Y_{c1} + \frac{Y_{c2}(Y_{ia} + Y_{c3})}{(Y_{ia} + Y_{c2} + Y_{c3})} \right)} \quad (4.7)$$

4.1.2 Cas où les portes sont terminées par un circuit ouvert

Pour calculer l'admittance d'entrée de la porte 1 si la porte 2 est terminée par un circuit ouvert, il faut poser $Y_2 = 0$. Dans ce cas l'équation (4.1A) devient

$$Y_{in1} = Y_{11} - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22}} \quad (4.8)$$

En utilisant l'équation (3.13) avec l'équation (4.8), nous obtenons

$$Y_{in1} = 2 \frac{Y_i Y_p}{Y_i + Y_p} \quad (4.9)$$

4.1.3 Cas où les ports sont terminés par un court-circuit

Pour calculer l'admittance d'entrée de la porte 1 si la porte 2 est terminée par un court-circuit, il faut poser $Y_2 = \infty$. Dans ce cas, l'équation (4.1A) devient

$$Y_{in1} = Y_{11} \quad (4.10)$$

En utilisant l'équation (3.13) avec l'équation (4.10) , nous obtenons

$$Y_{in1} = \frac{1}{2}Y_i + \frac{1}{2}Y_p \quad (4.11)$$

4.2 Paramètres électrique de l'anneau

Un anneau peut supporter deux modes dégénérés. Ces modes sont appelés mode pair et mode impair. Ils peuvent être couplés s'ils sont perturbés. Il y a eu beaucoup de travaux [15] pour décrire ce couplage avec un modèle électrique. Il y a trois possibilités : couplage du type capacitif, du type inductif ou bien une combinaison des deux. Pour le cas de l'anneau, nous avons remarqué qu'aucun type de couplage n'est valable. Il faut donc trouver un autre type de modèle électrique, figure 4.2. La capacité C et l'inductance L représentent l'anneau dans son état naturel et déterminent sa fréquence de résonance naturelle f_{0_n} , équation (4.12).

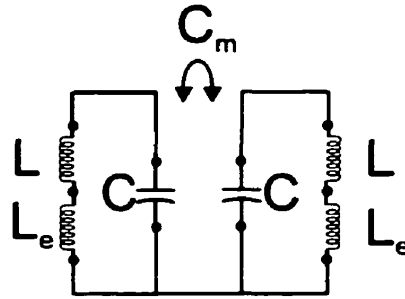


Figure 4.2: Modèle électrique d'un résonateur à double mode

$$f_{0_n} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.12)$$

Le couplage capacitif C_m représente le couplage qui existe entre le mode pair et le mode impair. De plus L_e représente une inductance qui dépend de C_m et qui permet de tenir compte de la diminution de la fréquence de résonance. Cette dernière est donnée par (4.13).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L + L_e)}} \quad (4.13)$$

Lorsqu'il n'y a aucune perturbation, le couplage capacitif entre les deux modes est nul, $C = 0$ F, et donc $L_e = 0$ H. Dans ce cas les fréquences de résonance du mode pair, f_p , et du mode impair, f_i , sont égaux à la fréquence de résonance naturelle de l'anneau, f_{0_n} .

La susceptance du résonateur, lorsqu'il n'y a pas de perturbation est donnée par

$$B_r = \omega C - \frac{1}{\omega^2 LC} \quad (4.14)$$

où $\omega = 2\pi f$

Si nous dérivons la susceptance par rapport à la fréquence et nous l'évaluons à la fréquence de résonance f_{0_n} , nous obtenons l'équation (4.15)

$$\begin{aligned} \left. \frac{dB_r}{df} \right|_{f=f_{0_n}} &= 2\pi C + \left. \frac{1}{2\pi f^2 L} \right|_{f=f_0} \\ &= 4\pi C \end{aligned} \quad (4.15)$$

Or, l'admittance de l'anneau, calculée dans la section précédente, est donnée par (4.16)

$$Y_{in1} = 2 \frac{Y_{i_a} Y_{p_a}}{Y_{i_a} + Y_{p_a}} \quad (4.16)$$

Quand il n'y a aucune perturbation, Y_{i_a} et Y_{p_a} sont données par

$$Y_{i_a} = -iY_{0a}(\cot(\frac{3\theta}{8}) + \cot(\frac{\theta}{8})) \quad (4.17A)$$

$$Y_{p_a} = iY_{0a}(\tan(\frac{3\theta}{8}) + \tan(\frac{\theta}{8})) \quad (4.17B)$$

Ce qui nous permet d'écrire

$$Y_{in_a} = j2Y_{0a} \frac{1 - \cos(\theta)}{\sin(\theta)} \quad (4.18)$$

où $\theta = 2\pi \frac{f\sqrt{\epsilon(f)}}{f_{0n}\sqrt{\epsilon(f_{0n})}}$ est la longueur électrique de l'anneau.

La susceptance de l'anneau est

$$B_a = 2Y_{0a} \frac{1 - \cos(\theta)}{\sin(\theta)} \quad (4.19)$$

la dérivé de cette susceptance, évaluée à f_{0n} est

$$\begin{aligned} \frac{dB_a}{df} \Big|_{f=f_{0n}} &= 4\pi \frac{Y_{0a}}{f_{0n} \left(\cos \left(2\pi \frac{f\sqrt{\epsilon(f)}}{f_{0n}\sqrt{\epsilon(f_{0n})}} \right) + 1 \right)} \Big|_{f=f_{0n}} \\ &= 4\pi \frac{Y_{0a}}{2f_{0n}} \end{aligned} \quad (4.20)$$

En comparant les équations (4.12), (4.15) et (4.20), nous pouvons écrire que

$$C = \frac{Y_{0a}}{2f_{0n}} \quad (4.21A)$$

$$L = \frac{1}{2\pi^2 f_{0n} Y_{0a}} \quad (4.21B)$$

Donc, nous avons pu exprimer les éléments électriques du résonateur en fonction des paramètres de l'anneau. Nous allons maintenant exprimer l'intensité du couplage entre le mode paire et impaire avec la constante de couplage k , équation (4.22). Cette constante de couplage peut prendre des valeurs entre -1 et 1 .

$$k = \frac{f_p^2 - f_i^2}{f_p^2 + f_i^2} \quad (4.22)$$

Les fréquences de résonance paire, f_p , et impaire, f_i , (cf. Annexe IV), s'écrivent

$$f_i = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L + L_e)(C + C_m)}} \quad (4.23A)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L + L_e)(C - C_m)}} \quad (4.23B)$$

où $C_m = kC$. De plus, C_m peut être positif ou négatif, selon que f_p est supérieur ou inférieur à f_i . D'autre part, en utilisant (4.13) et en éliminant C_m de (4.23) nous trouvons les équations (4.24)

$$\frac{2}{f_0^2} = \frac{1}{f_p^2} + \frac{1}{f_i^2} \quad (4.24A)$$

$$L_e = \frac{f_{0_n}}{4\pi^2 Y_{0_a}} \left(\frac{1}{f_p^2} + \frac{1}{f_i^2} \right) - \frac{1}{2\pi^2 f_{0_n} Y_{0_a}} \quad (4.24B)$$

En général, lors de la conception d'un filtre, on connaît f_0 et k et on veut trouver les fréquences f_p et f_i , équation (4.25).

$$f_p = \frac{f_0}{\sqrt{1-k}} \quad (4.25A)$$

$$f_i = \frac{f_0}{\sqrt{1+k}} \quad (4.25B)$$

4.3 Calcul des fréquences f_p et f_i

En mode pair, nous avons un circuit ouvert au niveau du plan de symétrie tandis qu'en mode impair, nous avons un court-circuit. Si l'anneau est divisé, figure 4.3, au niveau du plan de symétrie, nous obtenons un deux portes. La matrice ABCD qui le décrit, relie le voltage et le courant du port 1 à ceux du port 2

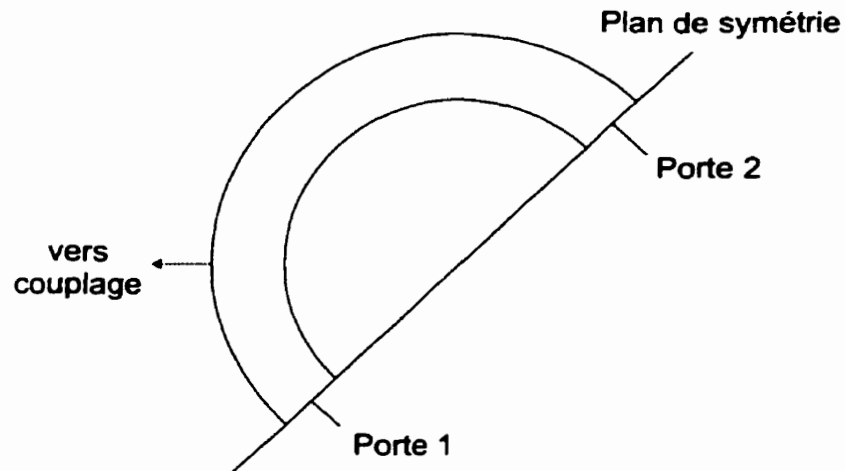


Figure 4.3: Anneau divisé au niveau du plan de symétrie

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.26A)$$

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (4.26B)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (4.26C)$$

En mode pair, au niveau du plan de symétrie, il y a un circuit ouvert, donc les courants sont nuls. En mode impair, il y a un court-circuit au niveau du plan de symétrie les voltages sont donc nuls. Ce qui se traduit par

$$C = 0 \text{ en mode paire} \quad (4.27A)$$

$$B = 0 \text{ en mode impaire} \quad (4.27B)$$

Les deux fréquences qui vérifient les équations précédentes, correspondent aux fréquences paire et impaire.

4.3.1 Calcul de f_p et f_i dans le cas d'une seule perturbation

4.3.1.1 Perturbation à 135° des portes

La moitié de cet anneau est constituée d'une ligne de transmission ayant, à la fréquence de résonance, une longueur électrique de 180° , en cascade avec la capacité C_{135} . Les deux paramètres B et C de ces deux portes sont donnés par l'équation (4.28)

$$B = i \frac{\sin(\frac{\theta}{2})}{Y_{0a}} \quad (4.28A)$$

$$C = i\omega C_{135} \cos(\frac{\theta}{2}) + iY_{0a} \sin(\frac{\theta}{2}) \quad (4.28B)$$

$$\text{où } \theta = 2\pi \frac{f\sqrt{\epsilon(f)}}{f_{0n}\sqrt{\epsilon(f_0)}}$$

La fréquence du mode impair, f_i , est indépendante de C_{135} . Le paramètre B s'annule lorsque $\theta = 2\pi$, ce qui correspond à $f_i = f_{0n}$. D'autre part, pour trouver f_p il faut résoudre l'équation (4.28B) numériquement.

La figure 4.4 montre la relation qui existe entre les fréquences paires et impaires pour différents emplacements de la capacité de perturbation, normalisée par rapport à Y_{0a} . Les résultats pour le cas présent sont identiques à ceux pour le cas où la perturbation est placée à -45° des portes.

Dans la figure 4.5, nous montrons les relations qui existent entre la capacité de couplage mutuel C_m , normalisé par rapport à Y_{0a} , l'inductance L_e , normalisé par rapport à $Z_{0a} = Y_{0a}^{-1}$, et les capacités de perturbation.

Nous remarquons que la capacité C_e est négative et décroît, quand la capacité de perturbation augmente. Donc, nous pouvons conclure que nous sommes en présence d'un couplage du type inductif. De plus, L_e est positive et croît avec la perturbation. Quant à la fréquence f_0 , nous remarquons qu'elle diminue en fonction

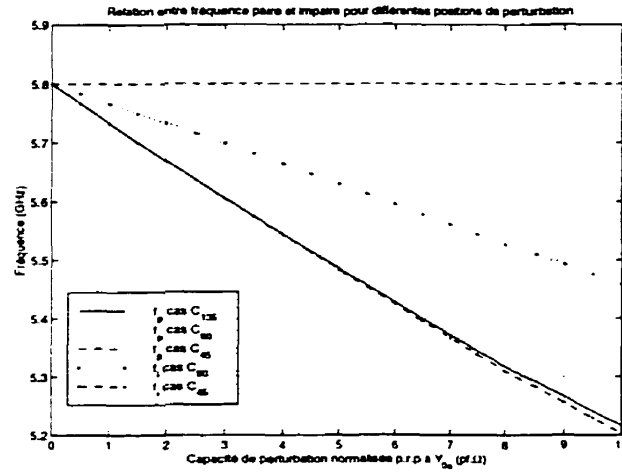


Figure 4.4: Fréquences paire et impaire selon la perturbation

de la perturbation.

4.3.1.2 Perturbation à 90° des portes

Dans le cas où la perturbation est située à 90° des portes, les paramètres B et C sont données par l'équation (4.29).

$$B = \frac{i}{2Y_{0a}^2} \left[2Y_{0a} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega C_{90} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta}{4}\right) \right) \right] \quad (4.29A)$$

$$C = \frac{i}{2} \left[2Y_{0a} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega C_{90} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \cos\left(\frac{\theta}{4}\right) \right) \right] \quad (4.29B)$$

Nous remarquons que B et C dépendent de la capacité C_{90} . Donc f_p et f_i dépendent de cette dernière. La figure 4.4 donne ces courbes. Nous remarquons que $f_p > f_i$ et que leur différence croît lentement. La figure 4.5, donne la relation qui existe entre C_m , L_e et la capacité de perturbation.

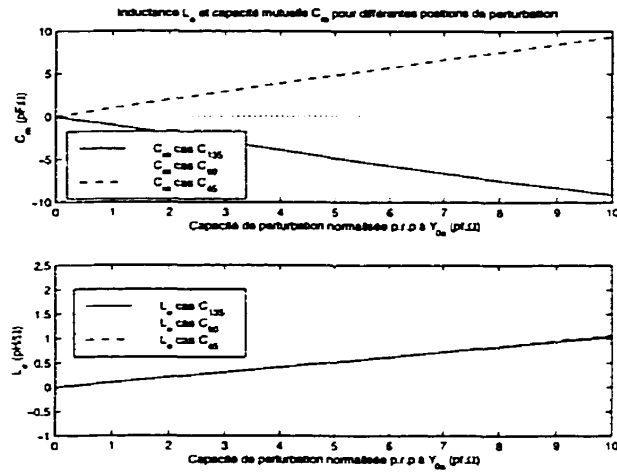


Figure 4.5: C_m et L_e selon la perturbation

4.3.1.3 Perturbation à 45° des portes

Si la perturbation est située à 45° des portes, les paramètres B et C sont donnés par l'équation suivante.

$$B = \frac{i}{2Y_{0a}^2} \left[2Y_{0a} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) - \omega C_{45} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - 1 \right) \right] \quad (4.30A)$$

$$C = \frac{i}{2} \left[2Y_{0a} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega C_{45} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + 1 \right) \right] \quad (4.30B)$$

Nous remarquons que la capacité C_e est positive et croit quand la capacité de perturbation augmente. Donc, nous pouvons conclure que nous avons un couplage du type capacitif. De plus, L_e est positive et croit avec la perturbation. Quand, à la fréquence f_0 , nous remarquons qu'elle diminue en fonction de la perturbation.

4.3.2 Calcul de f_p et f_i dans le cas de deux perturbations

Dans cette sous-section, nous donnons les paramètres B et C , dans le cas de deux perturbations.

4.3.2.1 Perturbations à 135° et à 90° des portes

Si les perturbations sont situées à 135° et à 90° , les paramètres B et C sont donnés par l'équation suivante.

$$B = \frac{i}{2Y_{0a}^2} \left[2Y_{0a} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega C_{90} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta}{4}\right) \right) \right] \quad (4.31A)$$

$$C = \frac{i}{2Y_{0a}} \left[2Y_{0a}^2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + 2\omega C_{135} Y_{0a} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega C_{90} Y_{0a} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \cos\left(\frac{\theta}{4}\right) \right) - \omega^2 C_{135} C_{90} \left(\sin\left(\frac{\theta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{4}\right) \right) \right] \quad (4.31B)$$

4.3.2.2 Perturbations à 135° et à 45° des portes

Si les perturbations sont situées à 135° et à 45° , les paramètres B et C sont donnés par l'équation suivante.

$$B = \frac{i}{2Y_{0a}^2} \left[2Y_{0a} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega C_{45} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - 1 \right) \right] \quad (4.32A)$$

$$C = \frac{i}{2Y_{0a}} \left[2Y_{0a}^2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + 2\omega C_{135} Y_{0a} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega C_{45} Y_{0a} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + 1 \right) - \omega^2 C_{135} C_{45} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \quad (4.32B)$$

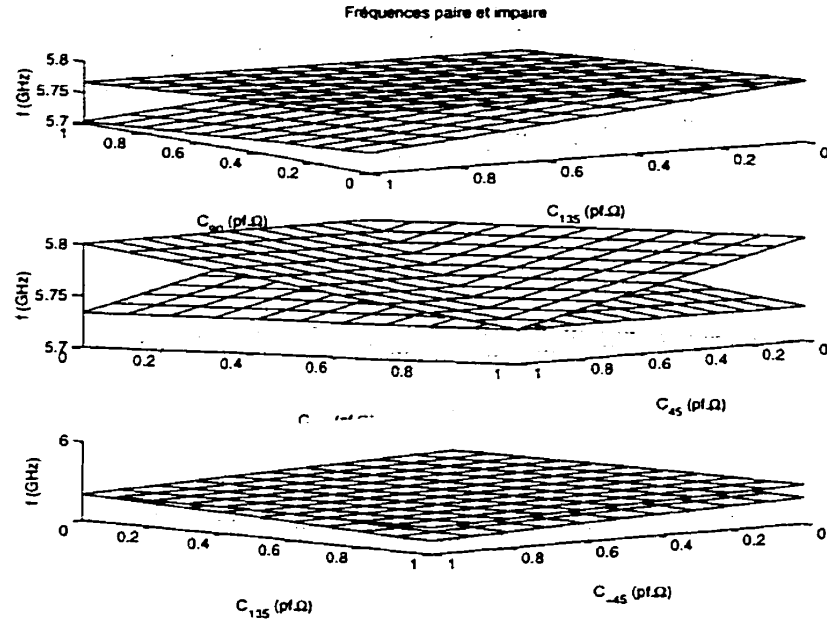


Figure 4.6: Fréquences paire et impaire selon la perturbation pour différents types de perturbations

4.3.2.3 Perturbations à 135° et à -45° des portes

Si les perturbations sont situées à 135° et à -45°, les paramètres B et C sont donnés par l'équation suivante.

$$B = \frac{i \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{Y_{0a}} \quad (4.33A)$$

$$C = \frac{i}{Y_{0a}} \left[Y_{0a}^2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega Y_{0a} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) (C_{135} + C_{-45}) - \omega^2 C_{135} C_{-45} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right] \quad (4.33B)$$

Dans l'annexe VI, nous proposons les paramètres B et C pour d'autres types de perturbations

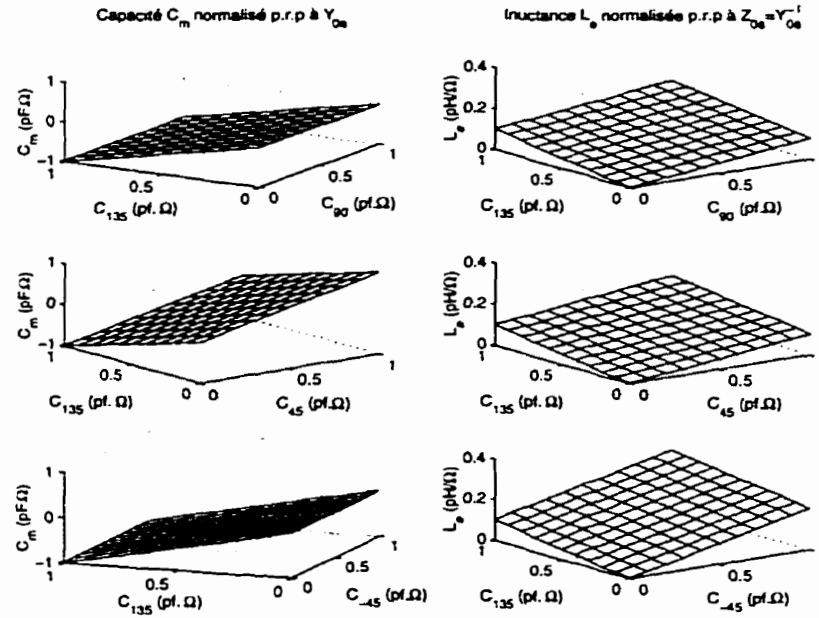


Figure 4.7: C_m et L_e selon la perturbation pour différents types de perturbations

4.4 Paramètres électrique du filtre à double mode

Dans la section 4.2, nous avons trouvé les paramètres électriques qui décrivent le comportement de l'anneau quand il est perturbé. Dans cette section, nous allons proposer un modèle électrique qui peut être optimisé pour faire la conception d'un filtre à double mode en anneau. Donc il faut que nous tenions compte du couplage entre les lignes d'entrée et l'anneau. Le modèle électrique générale est présenté à la figure 4.8.

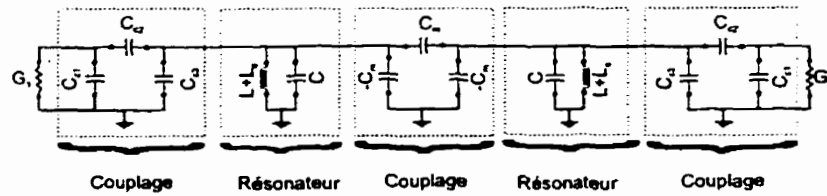


Figure 4.8: Modèle électrique générale d'une structure en anneau

Dans le cas où les admittances d'entrée et de sortie sont égales, le modèle

précédent peut-être représenté avec les inverseurs d'admittance, figure 4.9. Le calcul des inverseurs d'admittance se fait à l'aide des équations présentées à l'annexe V.

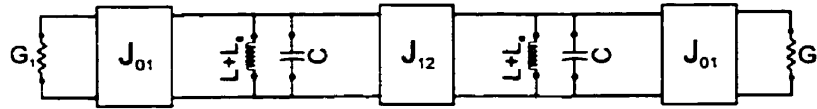


Figure 4.9: Modèle électrique générale d'une structure en anneau

Ces inverseurs d'admittances sont reliés aux coefficients du filtre¹ avec les équations (4.34)

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_1 b_1 w}{g_1}} \quad (4.34A)$$

$$J_{12} = \frac{b_1 w}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (4.34B)$$

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (4.34C)$$

où w est la largeur de bande normalisée par rapport à la fréquence angulaire centrale et b_1 représente la dérivée de la susceptance du résonateur par rapport à ω évaluée à $\omega_0 = 2\pi f_0$;

$$b_1 = \frac{1}{\omega_0(L + L_e)} = \omega_0 C \quad (4.35)$$

D'autre par le coefficient de couplage k peut-être exprimé en fonction des coefficients du filtre

¹ Ces coefficients sont choisis en fonction du type de filtre [20]

$$k = \frac{J_{12}}{b_1} = \frac{w}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (4.36)$$

Or l'inductance du résonateur est donnée par l'équation (4.21B), donc (4.35) devient

$$b_1 = \frac{\pi Y_{0a} f_{0n}}{f_0} \quad (4.37)$$

4.5 Conceptions d'un filtre

Dans cette section, nous allons proposer une méthode de conception de filtres à double mode, perturbé à 135° des portes, qui utilise les notions d'inverseur d'admittance.

Supposons que nous voulons concevoir un filtre de type Tchebysheve qui a .1dB d'ondulation dans la bande passante, avec une largeur de bande normalisé de 2 % et une fréquence centrale de $f_0 = 5.8$ GHz et se termine dans des charges $G_{1(2)} = \frac{1}{50}$ mho.

Avec ces contraintes, les tables donnent $g_1 = 0.8430$ et $g_2 = 0.622$. En utilisant l'équation (4.36), nous trouvons le coefficient de couplage $k = -0.276$. D'autre part, les fréquences f_p et f_i peuvent être calculées en utilisant (4.25). Nous trouvons $f_p = 5.721$ GHz et $f_i = 5.881$ GHz. Puisque nous utilisons une perturbation à 135° des portes nous avons $f_i = f_{0_n}$.

Si $Y_{0_a} = \frac{1}{50}$ mho, nous trouvons, en utilisant l'équation (4.28B), la valeur de la perturbation $C_{135} = 0.047$ pf. La valeur de la capacité C se calcule avec (4.21). Nous trouvons $C = 1.70$ pf. La valeur de la susceptance peut être calculée avec l'équation (4.35). Ensuite, la valeur de J_{01} se calcule avec l'équation (4.34A). Nous trouvons $b_1 = 0.064$ et $J_{01} = 5.498E-3$. Il faut trouver maintenant un couplage qui permet de réaliser cet inverseur d'admittance. Si nous supposons que $C_{c1} = C_{c3} = 0$, et en utilisant l'équation (V.3), nous trouvons $C_{c2} = 0.163$ pf et $\phi_1 = \phi_2 = -15.35^\circ$.

Donc, pour réaliser le filtre désiré, nous devons utiliser un résonateur en anneau qui a une impédance $Y_{0_a} = \frac{1}{50}$ mho et qui a une fréquence centrale $f_{0_n} = f_i = 5.881$ GHz perturbé à 135° avec une capacité de perturbation 0.094 pf. Le couplage doit se faire avec une capacité $C_{c2} = 0.163$ pf. Il faut en plus ajouter des lignes de transmission de longueur électrique $\phi_2 = -15.35^\circ$, à la fréquence centrale $f = 5.8$ GHz. Le tableau 4.1 donne les résultats de conceptions de quelques filtres Chebyshev.

Tableau 4.1: Résultats de conception

renflement (dB)	0.1	0.1	0.2	0.2	0.5	0.5
g_1	0.8430	0.8430	1.0378	1.0378	1.4029	1.4029
g_2	0.6222	0.6222	0.6745	0.6745	0.7071	0.7071
w (%)	1.0	2.0	1.0	2.0	1.0	2.0
k (10^{-3})	-13.8	-27.6	-11.9	-23.9	-10.0	-20.0
Y_{0a} (mho)	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02	0.02
f_{0n} (GHz)	5.84	5.88	5.83	5.87	5.83	5.86
$2C_{135}$ (fF)	47.65	95.5	41.2	82.6	34.6	69.3
C_{c2} (fF)	110	163	98.7	144	84	122
ϕ_2 (deg)	-10.92	-15.34	-9.86	-13.87	-8.55	-12.00

Les longueurs de lignes ϕ_2 doivent être enlevées de l'anneau or il n'y pas une relation directe entre les deux. Pour tenir compte de ces bouts de lignes négatives, il faut augmenter la fréquence de résonance de l'anneau. Cependant, cette modification augmente la valeur de la fréquence f_i et par conséquent modifie la valeur du coefficient du couplage k . Pour tenir compte de ce changement, il faut modifier légèrement la valeur de C_{135} .

Avec cette technique de conception de filtre à double mode, il est maintenant facile de concevoir un filtre constitué de plusieurs anneaux connectés entre eux avec des lignes de transmissions.

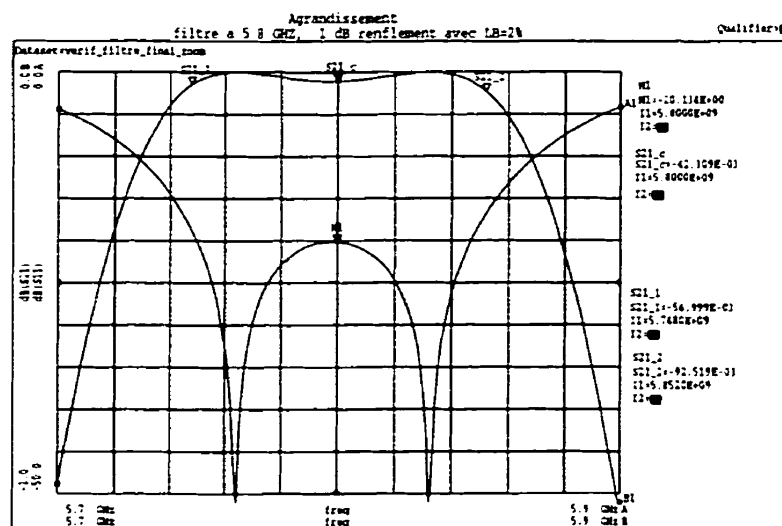


Figure 4.12: Agrandissement à $f_0 = 5.8$ Ghz de la réponse du filtre

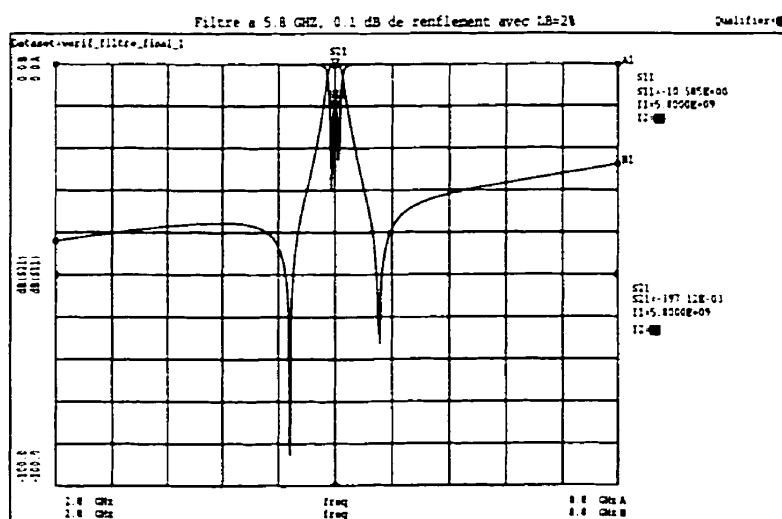


Figure 4.13: Résultats du filtre à double mode centré à $f_0 = 5.8$ Ghz avec 0.5 dB de renflement et 2% de largeur de bande

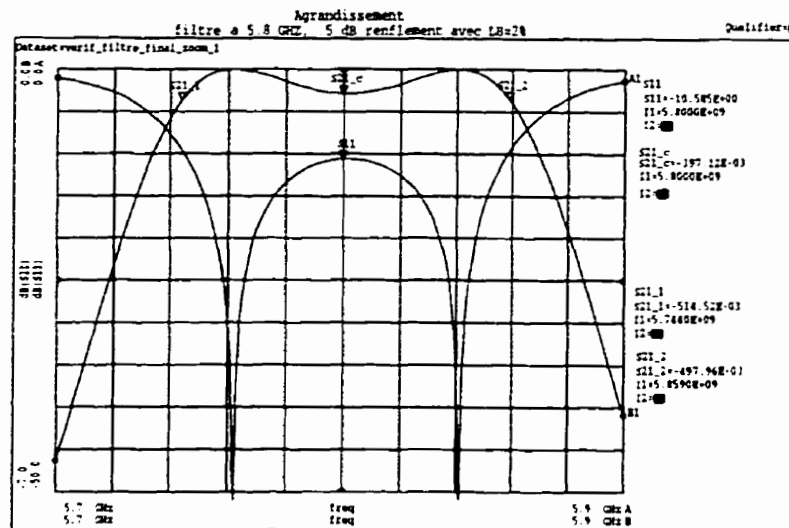


Figure 4.14: Agrandissement à $f_0 = 5.8$ Ghz de la réponse du filtre

4.6 Conceptions d'un filtre a plusieurs anneaux

Du moment qu'on maîtrise la conception de filtre en mode double, il est possible de metre en cascade plusieurs pour obtenir de meilleures performances. Cependant, pour ce faire, il faut utiliser une ligne de transmission. Le choix de la longueur et l'admittance de cette ligne ne sont pas arbitraires. Il faut utiliser les techniques de conceptions de filtres pour pouvoir les calculer.

La susceptance d'une ligne de transmission d'admittance caractéristique Y_{0l} et de longueur l est donné par

$$B = \frac{\sin(\frac{\omega l}{v}) Y_{0l}}{\cos(\frac{\omega l}{v})} \quad (4.38)$$

où ω est la fréquence angulaire et v est la vitesse de propagation de l'onde. La susceptance s'annule lorsque $\omega = \omega_0 = \frac{v\pi}{l}$. La longueur de la ligne est $l = \frac{\lambda}{2}$. La pente de la susceptance, b , est donné par

4.7 Conclusion

En utilisant les caractéristiques des matrices $ABCD$, nous avons calculé les fréquences des modes pair et impair pour plusieurs types de perturbations. En suite, nous avons trouvé un modèle électrique qui décrit le comportement en fréquence des deux modes . En remplaçant les capacités de couplage par des inverseurs d'admittance, nous étions capables de concevoir un filtre Chebyshev. Il faut noter que le filtre mode double en anneaux est en réalité un filtre du type Cauer, car il présente des zéros de transmissions. Grâce au modèle électrique développé, il est possible maintenant de concevoir un filtre Chebyshev à plusieurs anneaux, perturbés à 135° .

CHAPITRE 5

MODÈLE ÉLECTRIQUE D'UNE STRUCTURE EN ANNEAU

5.1 Introduction

Afin de réaliser des circuits RF utilisant les anneaux, il est primordial de trouver un modèle qui peut être programmé. Les structures en anneau sont généralement composées de deux lignes d'alimentation, d'un couplage, d'un anneau et des perturbations qui peuvent se présenter sous différentes formes.

Pour trouver les paramètres S d'une structure en anneau, nous devons d'abord modéliser chaque sous-structure.

5.2 Modèle d'une ligne de transmission

Les lignes de transmission ont été étudiées d'une façon intensive. Il existe un modèle [26] très précis qui tient compte de la dispersion et des pertes causées par le substrat et la métallisation.

5.3 Modèle de l'arc

Il n'existe pas encore de modèle qui décrit un anneau, Cependant lorsque $\frac{R_a}{W_a}$ est beaucoup plus grand que 1, nous pouvons considérer que l'anneau est une ligne de transmission fermée sur elle-même.

Pour simuler l'anneau, nous supposons que l'anneau est formé de 36 morceaux de lignes, figure¹ 5.1. Donc, l'angle $\theta = 10^\circ$ et la longueur de chaque bout de ligne est donnée par l'équation (5.1). D'autre part, l'angle entre deux lignes collées est $\theta_l = 170^\circ$. Cet angle est responsable de l'effet de courbure.

¹Cette figure présente un anneau constitué de 16 morceaux, tout les équations qui suivront sont valables pour le cas 36 morceaux

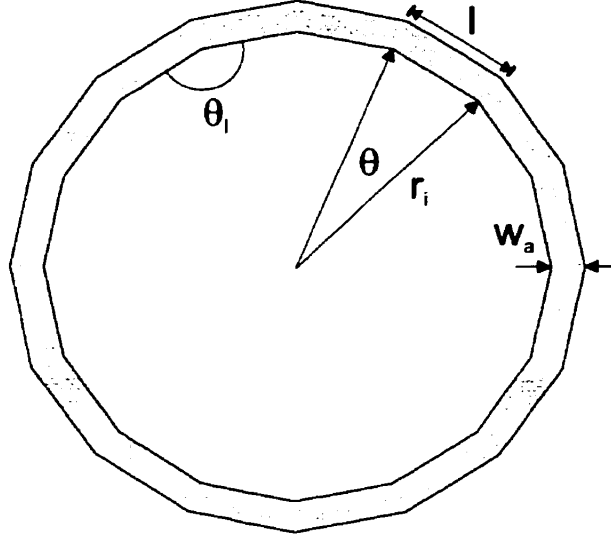


Figure 5.1: Modèle approximatif de l'anneau

$$l = \frac{(r_i + W_a)\pi}{16} \quad (5.1)$$

Kirschning [18] a travaillé sur un modèle électrique qui peut représenter cette discontinuité, figure 5.2. Il a pu développer des équations empiriques qui calculent, dans le cas où $\theta_l = 90^\circ$, C_{90° et L_{90° .

Nous avons supposé que de C_{θ_l} et L_{θ_l} varient lineaire par rapport à θ_l .

$$L_{\theta_l} = \frac{180 - \theta_l}{90} L_{90^\circ} \quad (5.2A)$$

$$C_{\theta_l} = \frac{180 - \theta_l}{90} C_{90^\circ} \quad (5.2B)$$

Donc l'anneau peut être vu comme étant une suite de lignes de transmissions et de circuits en T, représentant l'effet de la courbure.

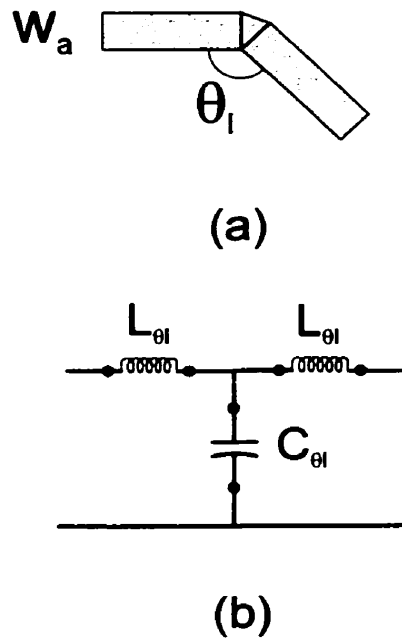


Figure 5.2: (a) ligne courbée (b) Modèle approximatif de l'effet de courbure

5.4 Types de couplages

Pour coupler la ligne d'alimentation avec l'anneau, nous pouvons considérer un couplage discret ou bien distribué. Dans les deux cas le modèle équivalent est donné par la figure 5.3.

5.4.1 Couplage discret

Le couplage discret est réalisé par une capacité discrète soudée à la ligne d'entrée et l'anneau. Donc, la capacité C_2 sera presque égale à la capacité discrète qu'on a posé. Cependant, les capacités C_1 et C_3 sont inconnues et dépendent de la qualité de la soudure. Nous avons démontré dans la section 3.7, que la largeur de bande dépend essentiellement de C_2 . L'expérience a montré que C_1 et C_3 ont des valeurs de l'ordre des 0.05 pf

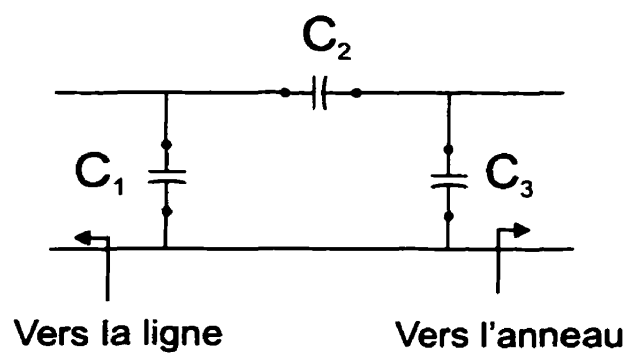


Figure 5.3: Modèle électrique du couplage

5.4.2 Couplage distribué

Nous avons considéré plusieurs cas de couplage distribué. Notre choix s'est posé sur le couplage interdigital, figure 5.4, car il existe déjà des modèles électriques, [1, 13, 23] qui peuvent être optimisés et qui permettent de calculer précisément toutes les capacités du circuit équivalent. De point de vue pratique, ce couplage distribué présente des pertes de radiations faibles.

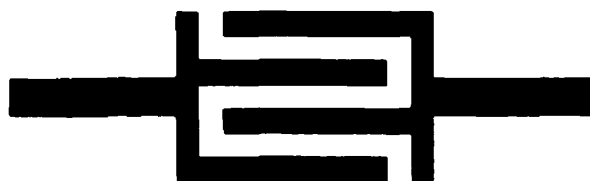


Figure 5.4: Couplage interdigital à quatre doigts

5.5 Types de perturbations

5.5.1 Espacement entre deux lignes (*gap*)

L'espacement entre deux lignes représente un élément de choix dans la conception des filtres en anneaux. Puisqu'il permet l'ajout d'éléments discrets telles que les capacités contrôlées par une tension, les transistors, les amplificateurs, etc.

Pour représenter un espacement entre deux lignes, le modèle électrique en π est utilisé, figure 5.5. Les capacités peuvent être calculées en utilisant des formules approchées [12]. La précision des résultats est de 7%. Cette incertitude peut introduire des erreurs à mesure que la largeur de bande du filtre diminue.

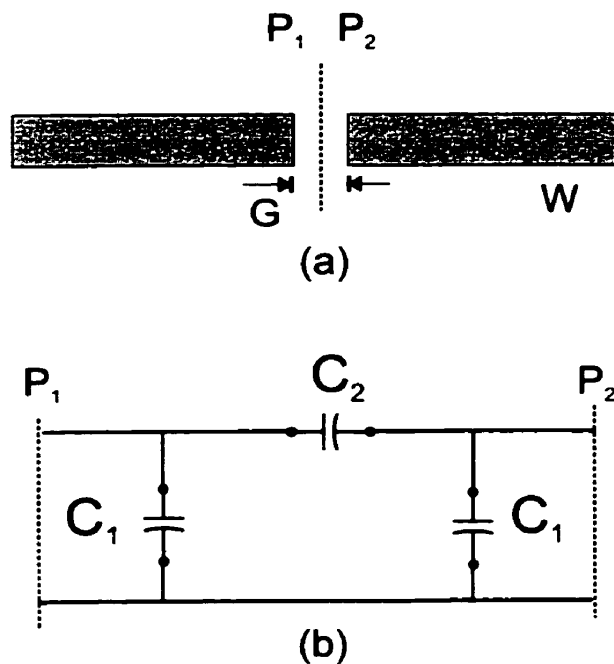


Figure 5.5: (a) Espacement entre lignes (b) modèle électrique en π

5.5.2 *Stub* : bout de ligne ouvert

Le modèle équivalent d'un *stub* est représenté à la figure 5.6. Ce modèle équivalent dépend de la largeur W_{stub} et de la longueur L_{stub} du *stub* ainsi que la largeur

de la ligne d'alimentation W_a .

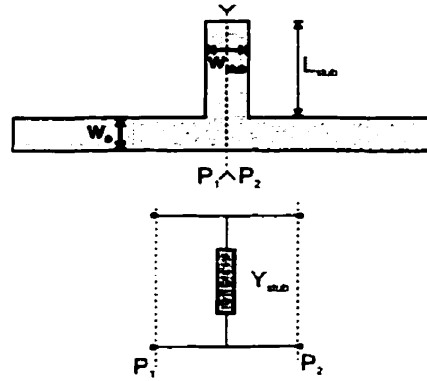


Figure 5.6: *stub* et son modèle électrique équivalent

À partir de la matrice S calculé aux plans de référence P_1 et P_2 , il est possible de trouver le paramètre du circuit équivalent, Y_{stub} .

La matrice S du circuit équivalent est donnée par (5.3).

$$S_{stub} = \begin{bmatrix} -\frac{Y_{stub}}{Y_{0a}(2+Y_{stub})} & \frac{2}{2+Y_{stub}} \\ \frac{2}{2+Y_{stub}} & -\frac{Y_{stub}}{Y_{0a}(2+Y_{stub})} \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

où Y_{0a} est une admittance de normalisation qui peut être égale à celle de l'an-neau.

En se servant de (5.3), l'équation (5.4) permet de calculer l'admittance Y_{stub} .

$$Y_{stub} = -2Y_{0a} \frac{S_{11_{stub}}}{S_{21_{stub}}} \quad (5.4)$$

Dans le cas général, l'admittance Y_{stub} peut être représentée par une conductance en parallèle avec une capacité.

$$Y_{stub} = G_{stub} + i\omega C_{stub} \quad (5.5)$$

Nous avons calculé², les admittances Y_{stub} pour plusieurs valeurs de W_{stub} et L_{stub} . Nous avons remarqué que même si les pertes de conduction et du substrat sont considérées, G_{stub} est négligeable par rapport à C_{stub}

La figure 5.7 donne la relation entre la C_{stub} et la fréquence pour $W_a = 1.0mm$, $W_{stub} = 0.2mm$ pour différente valeur de L_{stub} . Nous remarquons que la capacité C_{stub} ne varie pas beaucoup avec la fréquence. De plus, on remarque que C_{stub} croît avec la longueur $stub$.

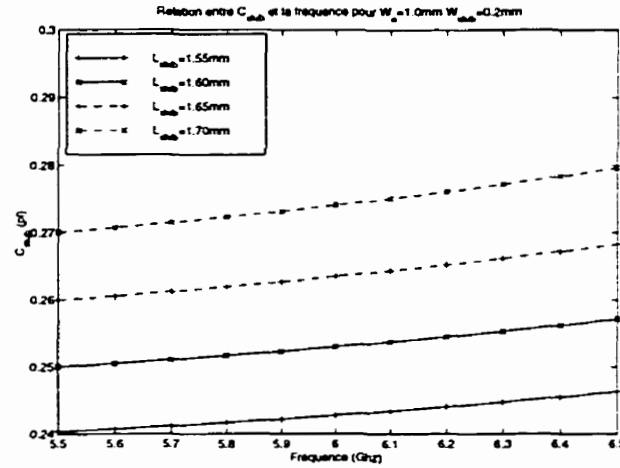


Figure 5.7: Relation entre C_{stub} et la fréquence pour $W_a = 1.0mm$ $W_{stub} = 0.2mm$

Quant à l'effet de la largeur de la ligne, W_a , sur la capacité du $stub$, la figure 5.8 donne la relation entre C_{stub} et la fréquence pour $W_{stub} = 0.2mm$ et $W_a = 0.75mm$. Nous remarquons que les valeurs de capacité varient peu puisque ils dépendent essentiellement de L_{stub} et W_{stub} .

²Le logiciel *Momentum* a été utilisé

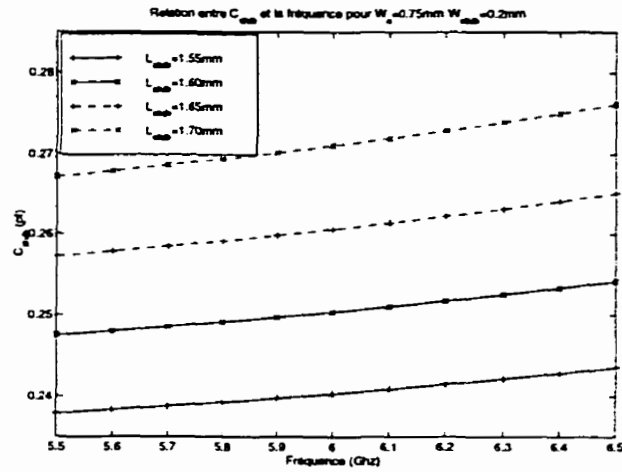


Figure 5.8: Relation entre C_{stub} et la fréquence pour $W_a = 0.75mm$ $W_{stub} = 0.2mm$

Quant à l'effet de la longueur du *stub*, L_{stub} , sur la capacité C_{stub} , les courbes de la figure 5.9 montrent que C_{stub} croît avec L_{stub} à mesure que W_{stub} croît. Nous remarquons que C_{stub} croît avec L_{stub} et W_{stub} .

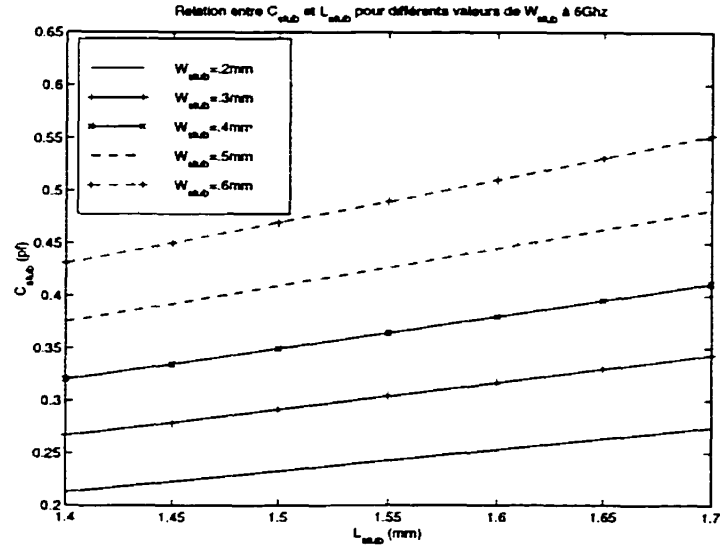


Figure 5.9: Relation entre C_{stub} et L_{stub} pour différents W_{stub}

5.6 Discussion sur le programme

Le logiciel que nous avons développé permet de calculer les paramètres S d'une structure à double mode en anneau. Il faut spécifier les paramètres du substrat et de la métallisation, ainsi que les valeurs des capacités de couplage et les valeurs des capacités de perturbations. Il est possible de simuler les perturbations lorsqu'elles sont placées à -45, 45, 90 et 135 degrés des portes.

Ce logiciel de simulation permet de faire des calculs préliminaires pour trouver les zéros de transmissions et choisir les capacités de couplage. Malheureusement, il ne permet pas de faire des optimisations ou bien de trouver les paramètres de la structure en anneau qui correspond à la réponse d'un filtre désiré. Les calculs sont faits en utilisant les propriétés des matrices $ABCD$ et Y . Des comparaisons avec le logiciel *MDS* montrent qu'il y a un bon accord entre les deux résultats. (figures 5.10, 5.11 et 5.12) Pour simuler une structure en anneau, il faut d'abord introduire les paramètres dans un fichier de donnée. Lorsque la simulation est terminée, l'amplitude en dB et la phase en degré de S_{11} et S_{21} sont tracées en

fonction de la fréquence.

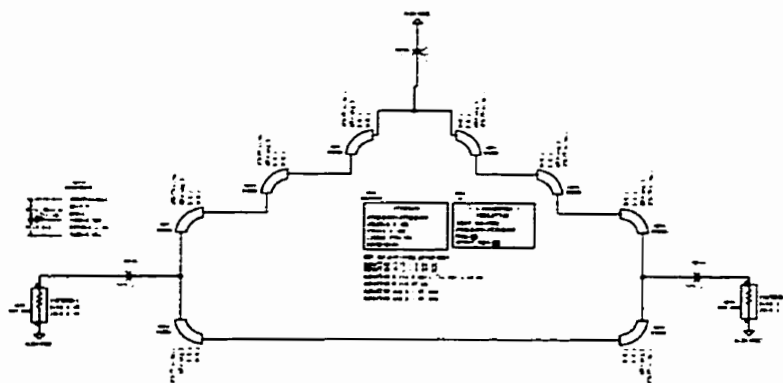


Figure 5.10: Paramètres de la structure en anneau

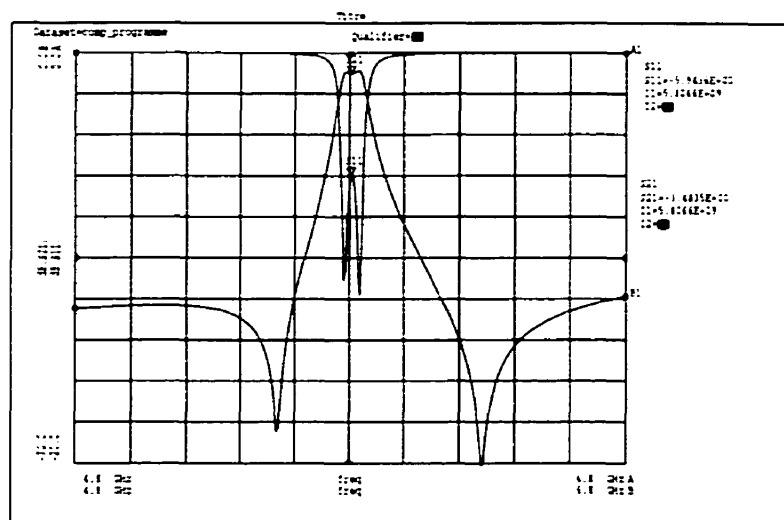


Figure 5.11: Circuit de la figure 5.10 simulé avec mds

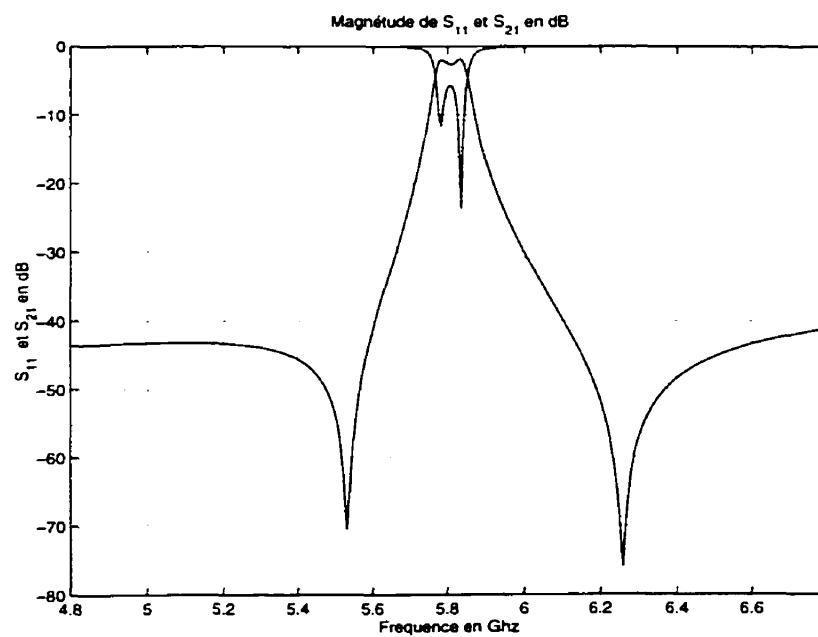


Figure 5.12: Circuit de la figure 5.10 simulé avec le simulateur

CHAPITRE 6

ANNULATIONS DES RÉPONSES MULTIPLES

Le filtre passe-bande à double mode en anneau ne filtre pas les signaux qui ont des fréquences multiples de f_0 . Dans ce chapitre, nous allons proposer et tester quelques circuits afin de remédier à ce problème. Ces circuits agiront comme des filtres coupe-bandes, afin d'éliminer les résonances multiples, sans pour autant influencer les performances de la structure en anneau au voisinage de la bande passante.

6.1 Filtre coupe-bande avec ligne rénurée

Bates [2] a proposé une structure, figure 6.1, qui agit comme un filtre coupe-bande. C'est une structure constituée d'une rainure de longueur L et d'un espacement, *gap*, de largeur G . A basse fréquence la rainure est très petite par rapport à la longueur d'onde, donc la structure peut être considérée comme une ligne sans rainure. À mesure que la fréquence augmente, le couplage entre les deux lignes formant la rainure augmente jusqu'à un point où il annule la réactance inductive introduite par la ligne mince.

L'équation (6.1), proposé par Bates [2], permet de calculer la longueur de la rainure afin d'avoir un zéro de transmission à la fréquence f

$$L = \frac{3 \cdot 10^8}{4f \sqrt{\epsilon_{eff.i.}}} \quad (6.1)$$

où $\epsilon_{eff.i.}$ est la constante diélectrique du mode impair et f est la fréquence centrale du filtre coupe-bande.

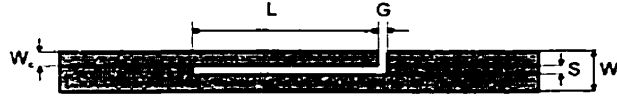


Figure 6.1: Ligne rénurée réalisant un filtre coupe-bande

6.2 Filtre coupe-bande avec ligne coupl e

La structure propos e par Bates [2] ne peut pas être simul e avec un logiciel qui se base sur les modèles électriques . Nous avons proposé une structure inspir e de celle de Bates mais qui peut être simul e plus facilement figure

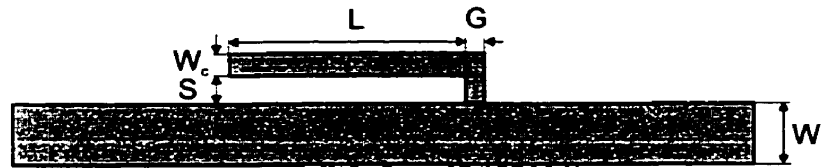


Figure 6.2: Lignes coupl es réalisant un filtre coupe-bande

Pour concevoir cette structure, il est encore possible d'utiliser l'équation (6.1) propos e par Bates [2] pour avoir les dimensions de départ.

Nous avons réalisé deux filtres coupe-bandes à $f_1 = 11.6$ GHz et   $f_2 = 17.2$ GHz qui ont les dimensions suivantes : $W_{l1} = W_{l2} = 0.244$ mm, $W_{c1} = W_{c2} = 0.07$ mm, $S_1 = S_2 = 0.05$ mm, $L_1 = 2.6$ mm, $L_2 = 1.7$ mm et $L_{1-2} = .3$ mm. Où L_{1-2} est la distance qui sépare les deux filtres. Cette distance n'influence ni les fréquences des zéros de transmission des deux filtres coupe-bandes ni leurs niveaux de puissance.



Figure 6.4: Masque du filtre coupe-bande à ligne couplée

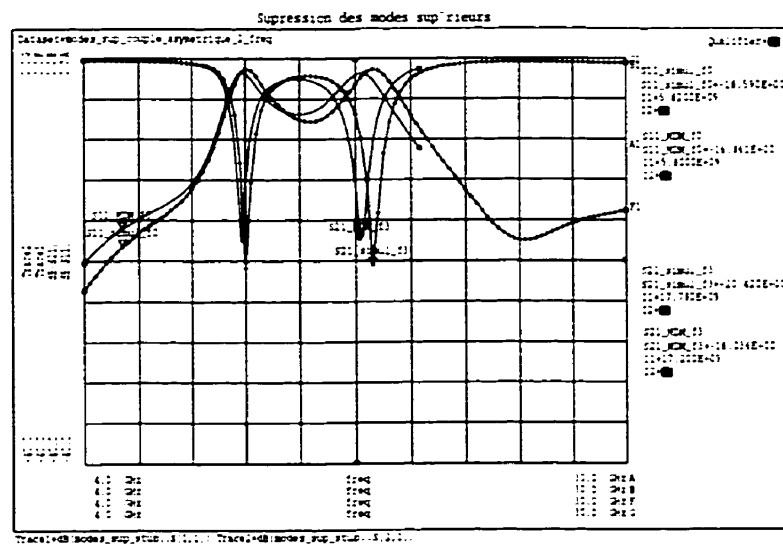


Figure 6.5: Comparaison des résultats simulés avec *MDS* et *Momentum*

CHAPITRE 7

MESURES ET DISCUSSIONS

Dans ce chapitre nous allons présenter les résultats de mesures de filtres passe-bande à mode double en anneau centrée à 5.8Ghz. et perturbé à 135° des portes. Pour faire la conception, nous avons utilisé le simulateur *MDS* pour ajuster les zéros de transmission, ainsi que les amplitudes des paramètres S dans la bande passante. Pour ce faire, nous utilisons les techniques de conceptions exposées précédemment.

Une fois la conception terminée, nous avons simulé les filtres trouvés avec le simulateur *Momentum*, qui utilise la méthode des moments. Le but de cette simulation est d'ajuster avec plus de précision les dimensions de la perturbation. Une fois les dimensions finales trouvées, nous avons réalisé plusieurs masques avec ces dimensions finales en faisant varier seulement la longueur de la perturbation.

Les circuits sont conçus en fonction des spécifications de la technologie MH-MIC. Une fois fabriqué, les circuits sont mesurés avec l'analyseur de réseaux *HP8510* et une fixture *Wiltron*. Quant à la calibration, nous avons fait une calibration du type *Thru Reflect Line* (TRL) en prenant soin d'utiliser une excitation de type *rampe* et un facteur de moyennage de 128 sur tous les points de fréquences mesurés.

La figure 7.1 montre les paramètres du circuit que nous avons simulés avec le logiciel *MDS*.

L'amplitude des paramètres S est donnée à la figure 7.2. Nous avons remarqué qu'au niveau de la bande passante l'amplitude maximale est de -3.9 dB. Ceci est causé par les pertes de conduction et de radiation.

À la figure 7.3 nous présentons les phases des paramètres S . Nous remarquons que la phase de S_{21} est presque linéaire au niveau de la bande passante.

Le masque de ce circuit est présenté à la figure 7.4 et il a été obtenu à partir du circuit dessiné avec *MDS*. À partir de ce masque il est possible de faire la simulation

avec le simulateur *Momentum*. Les portes de sorties sont colinéaires afin de pouvoir utiliser la fixture *Wiltron* et d'éviter l'utilisation des connecteurs.

La photo des quatre circuits que nous avons réalisés et mesurés est présenté à la figure 7.5. Les contraintes dans les circuits *MHMIC* exigent l'utilisation d'une plaque de substrat de 1 pouce par 1 pouce. Ceci à mené à la réalisation de quatre circuits sur la même plaque ayant des différentes longueurs de *stub*.

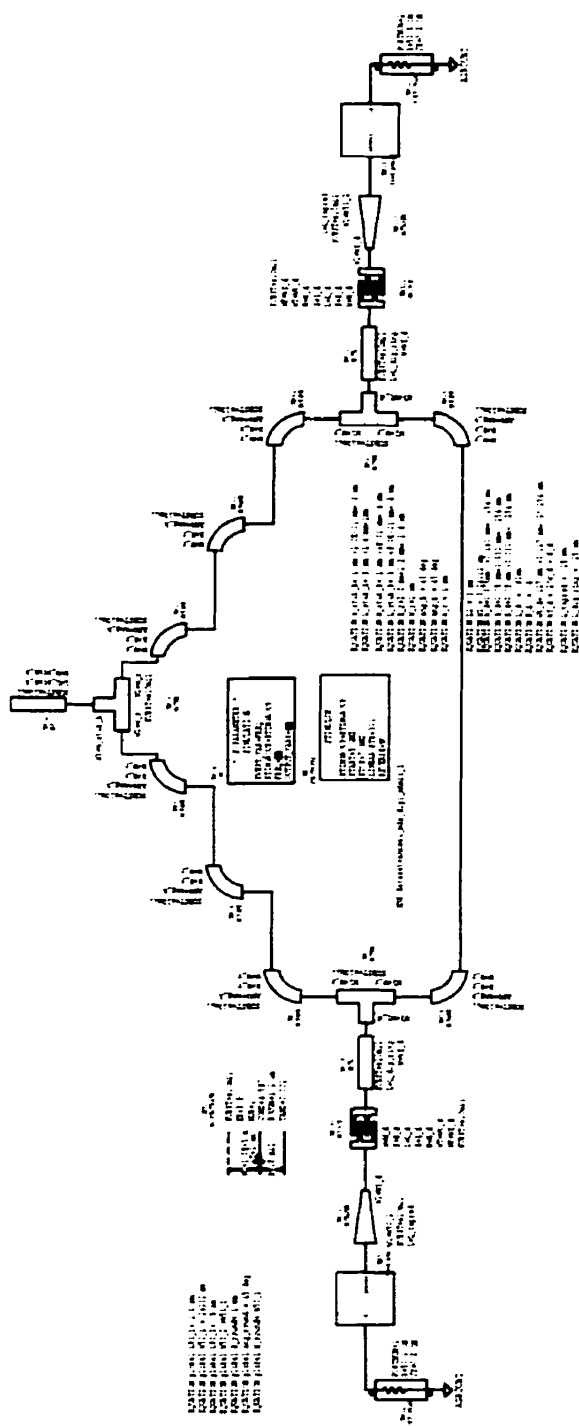


Figure 7.1: Paramètres du filtre à double mode en anneau simulé avec *MDS*

Reponse du filtre a double mode en
anneau L_stub=1.60 mm

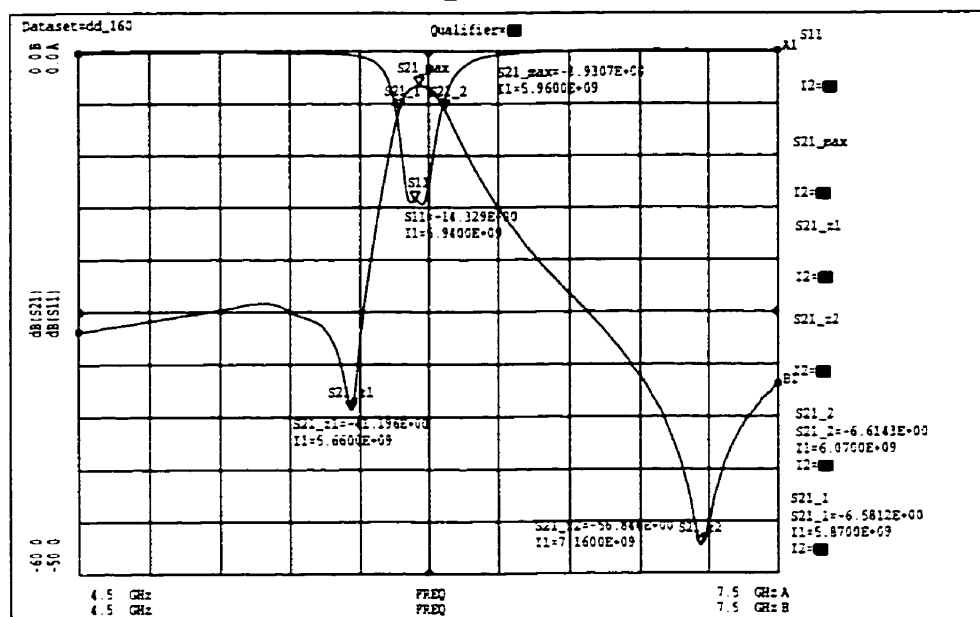


Figure 7.2: Amplitude (dB) des paramètres S

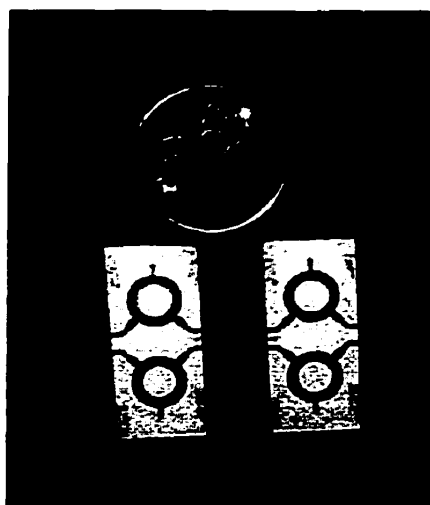


Figure 7.5: Photo de quatre circuits fabriqués

CONCLUSION

Dans ce travail de maîtrise, nous avons étudié les filtres à double mode en anneau. A l'aide de la séparation du mode pair et impair, nous avons trouvé l'expression des paramètres S en fonction des paramètres de la structure en anneau. Nous avons pu démontrer que les zéros de transmissions dépendent seulement de la perturbation et que la largeur de bande peut être contrôlée essentiellement avec le couplage.

Les perturbations peuvent être réalisées avec des *stub* ouvert. Ces *stub* peuvent être représentés avec des capacités reliées à la masse. Ces perturbations peuvent être placées à différent angle. Ce qui a pour effet de modifier la fréquence des zéros de transmissions. Nous avons trouvé les expressions analytiques qui régissent ce comportement pour plusieurs cas d'angle de perturbation. Dans le cas où la perturbation est placée à 135° des portes, les fréquences des zéros de transmissions qui sont centrées à la fréquence de résonance, peuvent être rapprochées l'une de l'autre en augmentant la largeur de la ligne formant l'anneau et/ou en diminuant la capacité équivalente de la perturbation. Dans le cas où les perturbations sont placées à 90° , il n'est possible d'avoir les deux zéros de transmission. Quand au cas 45° , les zéros apparaissent seulement si les capacités sont négatives. Nous avons aussi présenté en annexe les équations décrivant différentes combinaisons de perturbations.

Quant au couplage, l'utilisation de la capacité interdigitale a été choisie pour ses qualités : la couverture d'une grande plage de couplage et la facilité à simuler et optimiser. Le modèle électrique du couplage peut être représenté par un circuit en π . Nous avons remarqué que les deux capacités reliées à la masse ne sont pas égales et n'ont pas un grand effet sur la largeur de bande. Cependant, la capacité qui en série doit être choisie convenablement. Puisque, au fur et à mesure qu'elle augmente la largeur de bande diminue jusqu'à atteindre zéros. Donc théoriquement,

il est possible de réaliser un filtre à double mode en anneau dont la largeur de bande tend vers zéro.

En utilisant les matrices $ABCD$ et le principe des modes pair et impair, nous étions capables de trouver un modèle électrique de l'anneau en mode double et d'utiliser les techniques de conception de filtres du type *Chebyshev*. Ce modèle représente les trois parties qui caractérisent le filtre en anneau : couplage, anneau et perturbations. Le couplage est représenté par une capacité. L'anneau est représenté par une capacité, C , et une inductance, L , en parallèle. Le couplage entre les deux modes par une capacité mutuelle, C_m . La nouveauté dans ce travail est l'ajout d'une inductance, L_e en série avec L qui permet de tenir compte de la diminution de la fréquence centrale f_0 à mesure que C_m augmente.

La conception des filtres avec les méthodes usuelles nécessite l'utilisation d'inverseur d'impédance. Ce qui a pour effet d'utiliser des bouts de lignes de longueurs négatives qui compensent le décalage en fréquence causé par les capacités de couplage. De point de vue pratique, il faut diminuer le rayon de l'anneau pour tenir compte de la diminution de la fréquence de résonance. Cependant, en faisant cette modification les caractéristiques du filtre changent et il faut donc modifier les valeurs de la perturbation.

En s'inspirant d'une structure en ligne rainurée qui élimine les réponses aux fréquences multiples, nous avons proposé une nouvelle structure en ligne couplée qui se prête facilement à la simulation.

Pour simuler la structure en anneau, nous avons développé un programme informatique qui utilise les modèles électriques des lignes de transmission ainsi que les propriétés des paramètres $ABCD$ et Y afin de calculer les paramètres S et afficher leur amplitude et phase en fonction de la fréquences.

Ce projet a ouvert la porte à plusieurs avenues de recherche. Il faut d'abord comprendre l'effet de la combinaison de plusieurs perturbations sur les zéros de transmissions. Il faut aussi étudier l'effet du couplage sur la fréquence centrale du

filtre. De plus il est intéressant de trouver un modèle qui permet de concevoir un filtre passe bande du type *Cauer*, puisqu'il y a des zéros de transmissions. De plus un modèle qui tient compte des pertes est désiré.

L'étude de la sensibilité de la réponse par rapport aux dimensions physique est une nécessité. Car nous avons remarqué que le circuit est très sensible au couplage.

J'espère que ce travail sera utile pour l'avancement des sciences et que les avenues de recherche proposées seront explorées. J'espère aussi que mes résultats seront utilisés pour réaliser des systèmes utiles à l'humanité.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ALLEY, G. D. (1970 Décembre). Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits. 1028–1033.
- [2] BATES, R. N. (1977 Février). Design of Microstrip Spur-Line Band-Stop Filters. *IEE Int. Journal on Microwaves, Optics and Acoustics*, 1, 209–214.
- [3] BHATTACHARYYA, A. K., et GARG, R. (1985 Avril). Input Impedance of Annular Ring Microstrip Antenna Using Circuit Theory Approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-33, 369–374.
- [4] CHANG, K. (1975 Décembre). Evaluation of the Equivalent Circuit Parameters of Microstrip Discontinuities Through Perturbation of a Resonant Ring. 1067–1071.
- [5] CHANG, K. (1994). *Microwave Solid-State Circuits and Applications*. Wiley.
- [6] CHANG, K. (1996). *Microwave Ring Circuits and Antennas*. John Wiley and Sons.
- [7] CHEW, W. C. (1982 Septembre). A Broad-Band Annular-Ring Microstrip Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, AP-30, 918–922.
- [8] DAS, A., DAS, S. K., et MATHUR, S. P. (1984 Avril). Radiation Characteristics of Higher-Order Modes in of Microstrip Ring Antenna. *IEE Proceedings-H*, 131, 102–106.
- [9] DIESTEL, H. (1989 Juillet). A Quasi-TEM Analysis for Curved and Straight Planar Multiconductor Systems. 748–753.
- [10] FINLAY, H. J. (1991 Mars). Measurement of Relative Dielectric Constant Using a Microstrip Ring Resonator. 592–595.
- [11] GARDNER, P., PAUL, D. K., et TAN, K. P. (1994 Octobre). Microwave Voltage Tuned Microstrip Ring Resonator Oscillator. *Electron. Lett.*, 30, 1770–1771.

- [12] GARG, R., et BAHL, I. J. (1978 Juillet). Microstrip Discontinuities. *Int. Journal Electronics*, 45, 81–87.
- [13] GEVORGIAN, S. S., LIMMÉR, T. M. P. L. J., et KOLLBERG, E. L. (1996 Juin). CAD Models for Multilayered Substrate Interdigital Capacitors. 896–904.
- [14] HO, C.-H., FAN, L., et CHANG, K. (1994 Janvier). A New Type of Waveguide Ring Cavity for Resonator and Filter Applications. 41–51.
- [15] HONG, J.-S., et LANCASTER, M. J. (1996 Décembre). Coupling of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters. 2099–2109.
- [16] KHILLA, A. M. (1984 Novembre). Ring and Disk Resonator CAD Model. *Microwave journal*, 27, 91–105.
- [17] KIM, D., et NAITO, Y. (1968 Juin). Broad-Band Design of Improved Hybrid-Ring 3 dB Directional Coupler. 361–369.
- [18] KIRSCHNING, M., JANSEN, R. H., et KOSTER, M. H. L. (1983 Juin). Measurement and Computed-Aided Modeling of Microstrip Discontinuities by an Improved Resonator Model. *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 495–497.
- [19] LEVY, R., et LIND, L. (1968 Février). Synthesis of Symmetrical Branch-Guided Directional Couplers. 80–89.
- [20] MATTHAEI, G., YOUNG, L., et JONES, E. M. T. (1980). *MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES*. McGraw-Hill.
- [21] MURAGUCHI, M., YUKITAKE, T., et NAITO, Y. (1983 Août). Optimum Design of 3dB Branch-Line Couplers Using Microstrip Lines. 674–678.
- [22] OWENS, R. P. (1976 Juillet). Curvature Effect in Microstrip Ring Resonators. *Electron. Lett.*, 12, 356–357.

- [23] PETTENPAUL, E., KAPUSTA, H., WEISGERBER, A., MAMPE, H., LUGINSLAND, J., et WOLFF, I. (1988 Février). CAD Models of Lumped Elements on GaAs Up to 18 Ghz. 294–304.
- [24] POLAKOS, P. A., RICE, C., SCHNEIDER, M., et TRAMBARULO, R. (1991 Mars). Electrical Characteristics of Thin-Film Ba₂YCu₃O₇ Superconducting Ring Resonators. *IEEE Microwave Guided wave letter*, 1, 54–56.
- [25] REED, J., et WHEELER, G. (1956 Octobre). A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks. *IEEE Transaction Microwave Theory Technics*, MTT-4, 246–252.
- [26] WADELL, B. C. (1991). *Transmission Line Design Handbook*. Artech House, Inc.
- [27] WOLFF, I. (1971 Décembre). Microstrip Ring Resonator and Dispersion Measurement on Microstrip Lines. *Electronic letter*, 7, 779–781.
- [28] WOLFF, I. (1972 Juin). Microstrip Bandpass Filter Using Degenerate Modes of a Microstrip Ring Resonator. *Electronic letters*, 8, 302–303.
- [29] WOLFF, I. (1972 Juin). Microstrip Bandpass Filter Using Degenrate Modes of a Microstrip Ring Resonator. *Electronics letters*, 8, 302–303.
- [30] WU. (1978 Juillet). Mode Chart for Microstrip Ring Resonators. 487–489.
- [31] YOUNG, L. (1956 Juillet). Branch Guide Directional Couplers. *Proceeding Natl. Electronic Conference*, 12, 723–732.

Annexe I

Calcul des fréquences de résonance d'un anneau avec la Méthode des Lignes

Le calcul de la fréquence de résonance avec la Méthode des Lignes est inspiré du travail de Heinrich Diestel qui a calculé, en quasi-statique, les capacités et inductances équivalentes d'une structure courbée,[9] .

Dans une structure en anneau sans perturbation les champs électrique et magnétique ne varient pas avec l'angle θ car la structure est symétrique. Si on suppose qu'il n'y a pas de propagation dans le sens radial, nous pouvons écrire que

$$\vec{E} = \left[E_r(r, z)\vec{r} + E_\theta(r, z)\vec{\theta} + E_z(r, z)\vec{z} \right] e^{-m\theta} \quad (\text{I.1A})$$

$$\vec{H} = \left[H_r(r, z)\vec{r} + H_\theta(r, z)\vec{\theta} + H_z(r, z)\vec{z} \right] e^{-m\theta} \quad (\text{I.1B})$$

où m représente le numéro du mode

Les champs doivent satisfaire les équations de Maxwell. Nous avons trouvé que les composantes \vec{E}_z et \vec{H}_z ne sont pas couplés avec les autres composantes de champs. Donc nous allons résoudre \vec{E}_z et \vec{H}_z avec la méthode des lignes puis résoudre les autres composantes.

Dans une région sans charge, les champs longitudinaux doivent satisfaire les équations de Helmholtz dans les coordonnées cylindriques.

$$\nabla^2 \vec{\varphi}_{e(h)} + k^2 \vec{\varphi}_{e(h)} = \vec{0} \quad (\text{I.2})$$

où

$$\varphi_{e(h)} = E_z(H_z) \quad (\text{I.3A})$$

$$k^2 = \epsilon_r k_0^2 \quad (\text{I.3B})$$

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (\text{I.3C})$$

En développant l'équation (I.2)

$$\frac{\partial^2 \varphi_{e(h)}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \varphi_{e(h)}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \varphi_{e(h)}}{\partial r} + \left(k^2 - \frac{m^2}{r^2} \right) \varphi_{e(h)} = 0 \quad (\text{I.4A})$$

Soit le changement de variable suivant, où \bar{r} représente le rayon moyen de l'an-
neau

$$\bar{\varphi}_{e(h)} = \sqrt{\frac{r}{\bar{r}}} \varphi_{e(h)} \quad (\text{I.5})$$

Appliquons ce changement de variables à l'équation (I.4).

$$\frac{\partial^2 \bar{\varphi}_{e(h)}}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 \bar{\varphi}_{e(h)}}{\partial r^2} + \left(k^2 - \frac{C + m^2}{r^2} \right) \varphi_{e(h)} = 0 \quad (\text{I.6})$$

où $C = -\frac{1}{4}$

Pour résoudre l'équation (I.6), nous allons utiliser la méthode des lignes. La discrétisation se fait dans la direction r . Nous obtenons

$$\frac{\partial^2 \vec{\bar{\varphi}}_{e(h)}}{\partial z^2} + [M_{e(h)}] \vec{\bar{\varphi}}_{e(h)} = 0 \quad (\text{I.7})$$

avec

$$\vec{\bar{\varphi}}_{e(h)} = [r_{e(h)}] \bar{\varphi}_{e(h)} \quad (\text{I.8A})$$

$$[r_{e(h)}] = \text{diag} \left(\sqrt{\frac{h}{h_i(e_i)}} \right) \quad (\text{I.8B})$$

$$[M_{e(h)}] = \frac{1}{h^2} [P_{e(h)}] + k[I] + (C - m^2) [r_{e(h)}] \quad (\text{I.8C})$$

$$[P_{e(h)}] = - ([r_{h(e)}][D_{e(h)}][r_{e(h)}])^t ([r_{h(e)}][D_{e(h)}][r_{e(h)}]) \quad (\text{I.8D})$$

où $[I]$ est la matrice identité, $[D_{e(h)}]$ sont les matrices de discrétisation, h est l'espacement moyen entre les lignes e et h_i est la distance entre la ligne i et $i - 1$

L'équation (I.7) est un système d'équations différentielles couplées car la matrice $[M_{e(h)}]$ est tridiagonale. Pour découpler le système, nous appliquons une transformation orthogonale. Ces transformations sont décrites par les équations (I.9),

$$[T_{e(h)}]^t [M_{e(h)}] [T_{e(h)}] = - [\lambda_{e(h)}]^2 \quad (\text{I.9A})$$

$$\vec{\bar{\varphi}}_{e(h)} = [T_{e(h)}] \vec{V}_{e(h)} \quad (\text{I.9B})$$

Avec (I.9) dans (I.7), nous obtenons l'équation (I.10)

$$\frac{\partial^2 \vec{V}_{e(h)}}{\partial z^2} + [\lambda_{e(h)}] \vec{V}_{e(h)} = 0 \quad (\text{I.10})$$

La solution de (I.10) est donnée par (I)

$$\vec{V}_{e(h)}|_{z_2} = \cosh([\lambda_{e(h)}](z_2 - z_1)) \vec{V}_{e(h)}|_{z_1} + [\lambda_{e(h)}]^{-1} \sinh([\lambda_{e(h)}](z_2 - z_1)) \frac{d\vec{V}_{e(h)}}{dz}|_{z_1} \quad (\text{I.11A})$$

$$\frac{d\vec{V}_{e(h)}}{dz}|_{z_2} = [\lambda_{e(h)}] \sinh([\lambda_{e(h)}](z_2 - z_1)) \vec{V}_{e(h)}|_{z_1} + \cosh([\lambda_{e(h)}](z_2 - z_1)) \frac{d\vec{V}_{e(h)}}{dz}|_{z_1} \quad (\text{I.11B})$$

En supposant qu'il y a un plan de masse à l'interface n , nous pouvons écrire une formule générale qui relie chaque potentiel et son dérivée

$$\frac{d\vec{V}_{e(h)}}{dz}|_{z_n}^- = [R_{e(h)_n}]^- \vec{V}_{e(h)}|_{z_n}^- \quad (\text{I.12})$$

où

$$[R_{e(h)_n}]^- = [\lambda_{e(h)}] \coth([\lambda_{e(h)}](z_n - z_{n-1})) A$$

$$\text{avec } A = \frac{\tanh([\lambda_{e(h)}](z_n - z_{n-1})) + [\lambda_{e(h)}]^{-1} [R_{e(h)_{n-1}}]^{-1}}{\coth([\lambda_{e(h)}](z_n - z_{n-1})) + [\lambda_{e(h)}]^{-1} [R_{e(h)_{n-1}}]^{-1}} \quad (\text{I.13A})$$

$$[R_{e_n}]^+ = \frac{\epsilon_{r_n}}{\epsilon_{r_{n+1}}} [R_{e_n}]^- \quad (\text{I.13B})$$

$$[R_{h_n}]^+ = \frac{\mu_{r_{n+1}}}{\mu_{r_n}} [R_{h_n}]^- \quad (\text{I.13C})$$

$$[R_{h_1}]^- = [\lambda_{e(h)}]^{-1} \coth([\lambda_{e(h)}](z_1 - z_0)) \quad (\text{I.13D})$$

En combinant les équations précédentes

$$\begin{bmatrix} \omega \epsilon \vec{V}_e \\ \frac{d\vec{V}_h}{dz} \end{bmatrix}_{z_n} = \begin{bmatrix} \omega \epsilon_0 \epsilon_{r_n} [R_{e_n}]^- & [0] \\ [0] & \frac{1}{\omega \mu_0 \mu_{r_n}} [R_{h_n}]^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\vec{V}_e}{dz} \\ \vec{V}_h \end{bmatrix}_{z_n} \quad (\text{I.14A})$$

Exprimons maintenant le composantes normales des champs en fonction des

composantes tangentielles

$$\frac{\partial \bar{E}_z}{\partial z} = -\frac{\partial r E_r}{r \partial r} - \frac{\partial E_\theta}{r \partial \theta} \quad (\text{I.15A})$$

$$\omega \mu H_z = j \frac{\partial r E_\theta}{r \partial r} - j \frac{\partial E_r}{r \partial \theta} \quad (\text{I.15B})$$

$$\omega \epsilon E_z = -j \frac{\partial r H_\theta}{r \partial r} + j \frac{\partial H_r}{r \partial \theta} \quad (\text{I.15C})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial z} = -\frac{\partial r H_r}{r \partial r} - \frac{\partial H_\theta}{r \partial \theta} \quad (\text{I.15D})$$

Ce qui revient à écrire

$$\frac{\partial E_z}{\partial z} = -\left(\frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{2r}\right) \bar{E}_r + j \frac{m}{r} \bar{E}_\theta \quad (\text{I.16A})$$

$$\omega \mu \bar{H}_z = -\frac{m}{r} \bar{E}_r + j \left(\frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{2r}\right) \bar{E}_\theta \quad (\text{I.16B})$$

$$\omega \epsilon \bar{E}_z = \frac{m}{r} \bar{H}_r - j \left(\frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{2r}\right) \bar{H}_\theta \quad (\text{I.16C})$$

$$\frac{\partial \bar{H}_z}{\partial z} = -\left(\frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{2r}\right) \bar{H}_r + j \frac{m}{r} \bar{H}_\theta \quad (\text{I.16D})$$

Après la discrétisation, nous obtenons

$$\frac{\partial \vec{\bar{E}}_z}{\partial z} = -\left(\frac{1}{h} [\bar{D}_h] + \frac{1}{2} [r_e]^{-1} [r^e]^{-1} [r_h]\right) \vec{\bar{E}}_r + j m [r^e]^{-1} \vec{\bar{E}}_\theta \quad (\text{I.17A})$$

$$\omega \mu \vec{\bar{H}}_z = -m [r^h]^{-1} \vec{\bar{E}}_r + j \left(\frac{1}{h} [\bar{D}_e] + \frac{1}{2} [r_h]^{-1} [r^h]^{-1} [r_e]\right) \vec{\bar{E}}_\theta \quad (\text{I.17B})$$

$$\omega \epsilon \vec{\bar{E}}_z = m [r^e]^{-1} \vec{\bar{H}}_r - j \left(\frac{1}{h} [\bar{D}_h] + \frac{1}{2} [r_e]^{-1} [r^e]^{-1} [r_h]\right) \vec{\bar{H}}_\theta \quad (\text{I.17C})$$

$$\frac{\partial \vec{\bar{H}}_z}{\partial z} = -\left(\frac{1}{h} [\bar{D}_e] + \frac{1}{2} [r_h]^{-1} [r^h]^{-1} [r_e]\right) \vec{\bar{H}}_r + j m [r^h]^{-1} \vec{\bar{H}}_\theta \quad (\text{I.17D})$$

Avec

$$\vec{E}_r = [\bar{r}_e][r_h]\vec{\vec{E}}_r \quad (\text{I.18A})$$

$$\vec{H}_\theta = [\bar{r}_e][r_h]\vec{\vec{H}}_\theta \quad (\text{I.18B})$$

$$\vec{E}_\theta = [\bar{r}_h][r_e]\vec{\vec{E}}_\theta \quad (\text{I.18C})$$

$$\vec{H}_r = [\bar{r}_h][r_e]\vec{\vec{H}}_r \quad (\text{I.18D})$$

$$[D_{e(h)}] = [r_{h(e)}]^{-1} [\bar{D}_{e(h)}] [r_{e(h)}]^{-1} \quad (\text{I.18E})$$

les équations (I.17) peuvent être exprimées sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} j\vec{\vec{E}}_\theta \\ \vec{\vec{E}}_r \end{bmatrix} = [Q_e] \begin{bmatrix} \frac{d\vec{\vec{E}}_z}{dz} \\ \omega\mu\vec{\vec{H}}_z \end{bmatrix} \quad (\text{I.19A})$$

$$\begin{bmatrix} \vec{\vec{H}}_r \\ j\vec{\vec{H}}_\theta \end{bmatrix} = [Q_h] \begin{bmatrix} \omega\mu\vec{\vec{E}}_z \\ \frac{d\vec{\vec{H}}_z}{dz} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19B})$$

Avec

$$[Q_e] = \begin{bmatrix} m[r^e]^{-1} & -\left(\frac{1}{h}[\bar{D}_h] + \frac{1}{2}[r_e]^{-1}[r^e]^{-1}[r_h]\right) \\ \left(\frac{1}{h}[\bar{D}_e] + \frac{1}{2}[r_h]^{-1}[r^h]^{-1}[r_e]\right) & -m[r^h]^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{I.20A})$$

$$[Q_h] = \begin{bmatrix} m[r^e]^{-1} & -\left(\frac{1}{h}[\bar{D}_h] + \frac{1}{2}[r_e]^{-1}[r^e]^{-1}[r_h]\right) \\ -\left(\frac{1}{h}[\bar{D}_e] + \frac{1}{2}[r_h]^{-1}[r^h]^{-1}[r_e]\right) & m[r^h]^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{I.20B})$$

En combianant les équations (I.19) et (I.18)

$$\begin{bmatrix} \vec{H}_r \\ j\vec{H}_\theta \end{bmatrix} = [D] [Q_h] [T] \begin{bmatrix} \omega\epsilon_0\epsilon_{rn} [R_{en}]^- & [0] \\ [0] & \frac{1}{\omega\mu_0\mu_{rn}} [R_{hn}]^- \end{bmatrix} [T]^{-1} [Q_e]^{-1} [D]^{-1} \begin{bmatrix} j\vec{E}_\theta \\ \vec{H}_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Avec

$$[D] = \begin{bmatrix} [\vec{r}][r_e] \\ [\vec{r}][r_h] \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

L'équation (I.21) peut être exprimé d'une façon plus compacte

$$\begin{bmatrix} \vec{H}_r \\ j\vec{H}_\theta \end{bmatrix} = [G] \begin{bmatrix} j\vec{E}_\theta \\ \vec{H}_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Sur une interface avec métalisation, les champs électrique tangentielle sont égaux et sur la métalisation ils sont égaux à 0. L'équation (I.23)

$$\begin{bmatrix} \vec{J}_\theta \\ -j\vec{J}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{H}_r \\ j\vec{H}_\theta \end{bmatrix}^+ - \begin{bmatrix} \vec{H}_r \\ j\vec{H}_\theta \end{bmatrix}^- = ([G]^+ - [G]^-) \begin{bmatrix} j\vec{E}_\theta \\ \vec{H}_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Sur la métalisation les champs électrique tangentiels sont nulles, donc on peut écrire que

$$[G_{total}]^{-1} |_{metal} \begin{bmatrix} \vec{J}_\theta \\ -j\vec{J}_r \end{bmatrix} |_{metal} = \begin{bmatrix} \vec{0} \\ \vec{0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$(\text{I.26})$$

où

$$[G_{total}] = [G]^+ - [G]^- \quad (\text{I.27})$$

Les fréquences de résonance, pour le mode TM_{1m} sont des valeurs propres de la matrices $[G_{total}]^{-1}|_{metal}$.

Annexe II

Paramètre S en fonction des Modes pair et impair

Il est possible de déterminer les paramètres S d'un circuit à deux ports en utilisant les coefficients de réflexion paire et impaire.

II.1 Mode paire

Le mode paire consiste à appliquer la même tension au port 1 et port 2. Nous allons supposer que cette tension est $a_{p1} = a_{p2} = V$

Dans ce cas, nous pouvons exprimer la tension réfléchie paire en fonction du coefficient de réflexion paire

$$b_{p1(2)} = a_{p1(2)} \Gamma_{p1(2)} = V \Gamma_{p1(2)} \quad (\text{II.1})$$

II.2 Mode impaire

Le mode impaire consiste à appliquer la même tension en valeur absolue et de signe opposée au port 1 et port 2. $a_{i1} = V$ et $a_{i2} = -V$

Dans ce cas, nous pouvons exprimer la tension réfléchie impaire en fonction du coefficient de réflexion impaire

$$b_{i1} = a_{i1} \Gamma_{i1} = V \Gamma_{i1} \quad (\text{II.2A})$$

$$b_{i2} = a_{i2} \Gamma_{i2} = -V \Gamma_{i2} \quad (\text{II.2B})$$

II.3 Paramètre S

Maintenant, il est possible de déterminer les paramètres S à partir des coefficients de réflexion paire et impaire. En superposant les deux modes, on obtient aux deux ports

$$a_1 = a_{p1} + a_{i1} = 2V \quad (\text{II.3A})$$

$$b_1 = b_{p1} + b_{i1} = V (\Gamma_{p1} + \Gamma_{i1}) \quad (\text{II.3B})$$

$$a_2 = a_{p2} + a_{i2} = 0 \quad (\text{II.3C})$$

$$b_2 = b_{p2} + b_{i2} = V (\Gamma_{p2} - \Gamma_{i2}) \quad (\text{II.3D})$$

or par définition, les paramètres S peuvent être exprimés avec

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (\text{II.4A})$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (\text{II.4B})$$

En utilisant les équations (II.3) et (II.4), nous obtenons

$$S_{11} = \frac{\Gamma_{p1} + \Gamma_{i1}}{2} \quad (\text{II.5A})$$

$$S_{21} = \frac{\Gamma_{p2} - \Gamma_{i2}}{2} \quad (\text{II.5B})$$

$$(\text{II.5C})$$

Pour trouver S_{22} et S_{12} , il faut que $a_{p1} = -a_{i1}$ et $a_{p2} = a_{i2}$. Nous obtenons

$$S_{22} = \frac{\Gamma_{p2} + \Gamma_{i2}}{2} \quad (\text{II.6A})$$

$$S_{12} = \frac{\Gamma_{p1} - \Gamma_{i1}}{2} \quad (\text{II.6B})$$

Si le circuit à deux portes est symétrique alors $S_{11} = S_{22}$ et $S_{21} = S_{12}$

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\Gamma_{p1} + \Gamma_{i1}}{2} \quad (\text{II.7A})$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{\Gamma_{p1} - \Gamma_{i1}}{2} \quad (\text{II.7B})$$

Annexe III

Annulation de S_{21}

Dans cet annexe, nous allons donner les équations qui relient les zéros de transmissions aux capacités de perturbations pour quelques cas de perturbations.

III.1 Perturbations placées à 135° et à 90° des portes

Si les perturbations sont placées à 135° et à 90° des portes, l'équation (3.14) donne

$$\begin{aligned} & \left[(1/8 \cos(1/4\theta_{z,t}) - 1/8 \cos(3/4\theta_{z,t}) + 1/4 \cos(1/2\theta_{z,t}) - 1/4) \omega_{z,t}^3 C_{135} \right. \\ & + (3/8 \sin(1/4\theta_{z,t}) - 1/8 \sin(3/4\theta_{z,t})) Y_{0a} \omega_{z,t}^2 \left. \right] C_{90}^2 \\ & + \left[(1/2 \sin(1/2\theta_{z,t}) + 1/2 \sin(1/4\theta_{z,t}) - 1/2 \sin(3/4\theta_{z,t})) Y_{0a} \omega_{z,t}^2 C_{135} \right. \\ & + (-1/2 \cos(1/4\theta_{z,t}) + 1/2 \cos(3/4\theta_{z,t})) Y_{0a}^2 \omega_{z,t} \left. \right] C_{90} \\ & + (1/2 \cos(3/4\theta_{z,t}) - 1/2) Y_{0a}^2 \omega_{z,t} C_{135} \\ & + (1/2 \sin(1/4\theta_{z,t}) + 1/2 \sin(3/4\theta_{z,t})) Y_{0a}^3 = 0 \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

La résolution de cette équation montre, figure III.1, que la capacité C_{90} n'a pas une grande influence sur $\Delta f_{z,t} = f_{2z,t} - f_{1z,t}$.

III.2 Perturbations placées à 135° et à 45° des portes

Si les perturbations sont placées à 135° et à 45° des portes, l'équation (3.14) donne

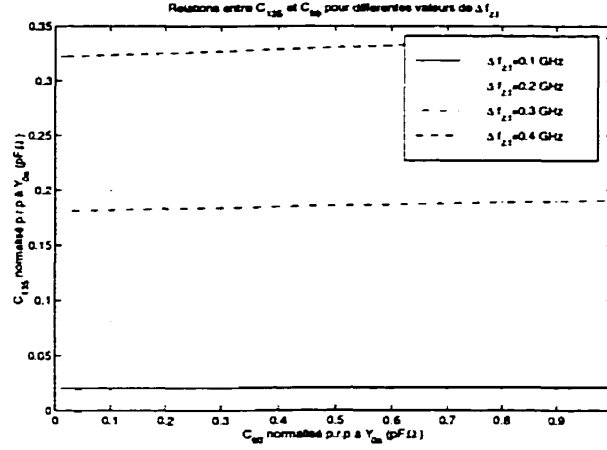


Figure III.1: Relations entre C_{135} et C_{90} , normalisés, la fréquence des zéros de transmissions, $f_{z,t}$

$$\begin{aligned}
 & \left[(1/4 + 1/8 \cos(3/4\theta_{z,t}) - 1/4 \cos(1/2\theta_{z,t}) - 1/8 \cos(1/4\theta_{z,t})) \omega_{z,t}^3 C_{135} \right. \\
 & + (-1/4 Y_{0a} \sin(1/2\theta_{z,t}) + 1/8 Y_{0a} \sin(3/4\theta_{z,t}) + 1/8 Y_{0a} \sin(1/4\theta_{z,t})) \omega_{z,t}^2 \left. \right] C_{45}^2 \\
 & + \left[(-1/2 Y_{0a} \sin(1/2\theta_{z,t}) - 1/2 Y_{0a} \sin(1/4\theta_{z,t}) + 1/2 Y_{0a} \sin(3/4\theta_{z,t})) \omega_{z,t}^2 C_{135} \right. \\
 & + (1/2 Y_{0a}^2 \cos(1/2\theta_{z,t}) - 1/2 Y_{0a}^2 \cos(3/4\theta_{z,t})) \omega_{z,t} \left. \right] C_{45} \\
 & + (-1/2 Y_{0a}^2 \cos(3/4\theta_{z,t}) + 1/2 Y_{0a}^2) \omega_{z,t} C_{135} \\
 & - 1/2 Y_{0a}^3 \sin(3/4\theta_{z,t}) - 1/2 Y_{0a}^3 \sin(1/4\theta_{z,t}) = 0
 \end{aligned} \tag{III.2}$$

La résolution de cette équation montre, figure III.2, que la capacité C_{45} a une petite influence sur $\Delta f_{z,t} = f_{2,z,t} - f_{1,z,t}$. De plus, nous avons remarqué que si $C_{45} >_{135}$ alors il n'y a plus de zéro de transmission

Dans ce qui suit, nous allons proposer seulement les équations pour d'autres cas de perturbations.

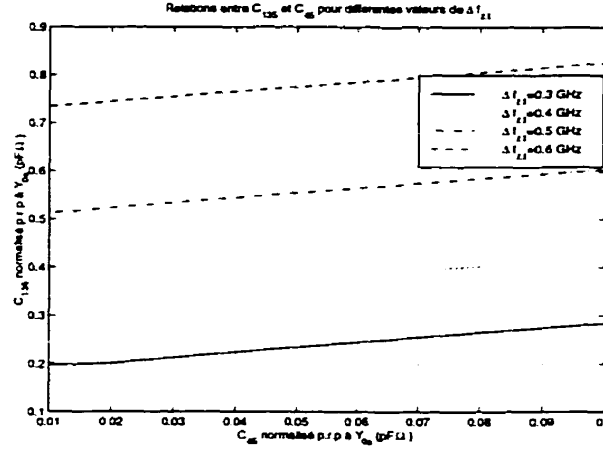


Figure III.2: Relations entre C_{90} et C_{45} , normalisés, la fréquence des zéros de transmissions, $f_{z,t}$

III.3 Perturbations placées à 90° et à 45° des portes

Si les perturbations sont placées à 90° et à 45° des portes, l'équation (3.14) donne

$$\begin{aligned}
 & [(-3/16 \cos(3/8\theta_{z,t}) + 1/8 \cos(1/8\theta_{z,t}) + 1/16 \cos(5/8\theta_{z,t})) C_{90}^2 \omega_{z,t}^4 \\
 & + (1/4 Y_{0a} \sin(5/8\theta_{z,t}) - 1/2 Y_{0a} \sin(3/8\theta_{z,t}) + 1/4 Y_{0a} \sin(1/8\theta_{z,t})) C_{90} \omega_{z,t}^3 \\
 & + (-1/4 Y_{0a}^2 \cos(5/8\theta_{z,t}) + 1/4 Y_{0a}^2 \cos(3/8\theta_{z,t})) \omega_{z,t}^2] C_{45}^2 \\
 & + [(-1/4 Y_{0a} \sin(3/8\theta_{z,t}) - 1/2 Y_{0a} \sin(1/8\theta_{z,t}) + 1/4 Y_{0a} \sin(5/8\theta_{z,t})) C_{90}^2 \omega_{z,t}^3 \\
 & + (-Y_{0a}^2 \cos(5/8\theta_{z,t}) + 1/2 Y_{0a}^2 \cos(3/8\theta_{z,t}) + 1/2 Y_{0a}^2 \cos(1/8\theta_{z,t})) C_{90} \omega_{z,t}^2 \\
 & - \omega_{z,t} Y_{0a}^3 \sin(5/8\theta_{z,t})] C_{45} \\
 & + (-1/4 Y_{0a}^2 \cos(3/8\theta_{z,t}) + 1/2 Y_{0a}^2 \cos(1/8\theta_{z,t}) - 1/4 Y_{0a}^2 \cos(5/8\theta_{z,t})) C_{90}^2 \omega_{z,t}^2 \\
 & + (-Y_{0a}^3 \sin(5/8\theta_{z,t}) - Y_{0a}^3 \sin(3/8\theta_{z,t})) C_{90} \omega_{z,t} \\
 & + Y_{0a}^4 \cos(3/8\theta_{z,t}) + Y_{0a}^4 \cos(5/8\theta_{z,t}) + 2 Y_{0a}^4 \cos(1/8\theta_{z,t}) = 0
 \end{aligned} \tag{III.3}$$

III.4 Perturbations placées à 90° et à -45° des portes

Si les perturbations sont placées à 90° et à -45° des portes, l'équation (3.14) donne

$$\begin{aligned}
 & (-1/2Y_{0a} + 1/2Y_{0a} \cos(1/4\theta)) \omega_{z,t} C_{-45} \\
 & + (3/8 \sin(1/4\theta_{z,t}) - 1/8 \sin(3/4\theta_{z,t})) \omega_{z,t}^2 C_{90}^2 \\
 & + (-1/2Y_{0a} \cos(1/4\theta_{z,t}) + 1/2Y_{0a} \cos(3/4\theta_{z,t})) \omega_{z,t} C_{90} \\
 & + 1/2Y_{0a}^2 \sin(3/4\theta_{z,t}) + 1/2Y_{0a}^2 \sin(1/4\theta_{z,t}) = 0
 \end{aligned} \tag{III.4}$$

III.5 Perturbations placées à 45° et à -45° des portes

Si les perturbations sont placées à 45° et à -45° des portes, l'équation (3.14) donne

$$\begin{aligned}
 & (-1/4 \sin(1/2\theta_{z,t}) + 1/8 \sin(3/4\theta_{z,t}) + 1/8 \sin(1/4\theta_{z,t})) \omega_{z,t}^2 C_{45}^2 \\
 & + (-1/2Y_{0a} \cos(3/4\theta_{z,t}) + 1/2Y_{0a} \cos(1/2\theta_{z,t})) \omega_{z,t} C_{45} \\
 & + (-1/2Y_{0a} \cos(1/4\theta_{z,t}) + 1/2Y_{0a}) \omega_{z,t} C_{-45} \\
 & - 1/2Y_{0a}^2 \sin(3/4\theta_{z,t}) - 1/2Y_{0a}^2 \sin(1/4\theta_{z,t}) = 0
 \end{aligned} \tag{III.5}$$

Annexe IV

Calcul des fréquences paire et impaire à partir des paramètres électriques

Les fréquences du mode paire et impaire peuvent être calculées à partir des paramètres du circuit équivalent qui représente l'anneau avec une perturbation, figure IV.1.

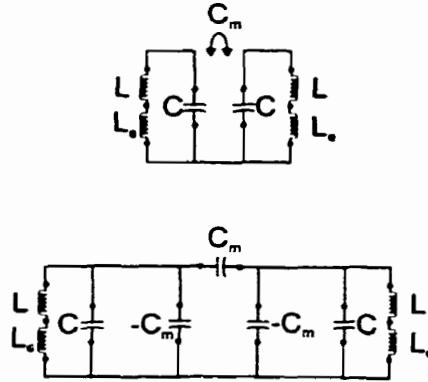


Figure IV.1: Deux modèle électrique d'un résonateur à deux modes

L'admittance d'entrée du circuit équivalent peut être calculée à partir des paramètres $ABCD$, équation (IV.1)

$$Y_{in} = \frac{C}{A} \quad (IV.1)$$

À la fréquence de résonance, l'admittance d'entrée doit s'annuler. Donc il faut que $C = 0$. Pour que cette condition soit vérifiée il faut :

$$16\pi^4(C^2 - C_m^2)(L + L_e)^2 f^4 - 8\pi^2 C(L + L_e) + 1 = 0 \quad (IV.2)$$

La résolution de cette équation par rapport à la fréquence, nous permet de trouver la fréquence f_p et f_i

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+M)C}} \quad (\text{IV.3A})$$

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-M)C}} \quad (\text{IV.3B})$$

Annexe V

Calcul de l'inverseur d'admittance J dans le cas asymétrique

Pour calculer l'inverseur d'admittance, J , d'un circuit de couplage V.1, il faut ajouter des lignes de transmission, de longueur Φ_1 et Φ_2 et d'admittance Y_{01} et Y_{02} , à droite et à gauche de ce circuit, puis calculer la matrice $ABCD$ total. Ensuite, il faut résoudre les équations (V.1) pour trouver ;

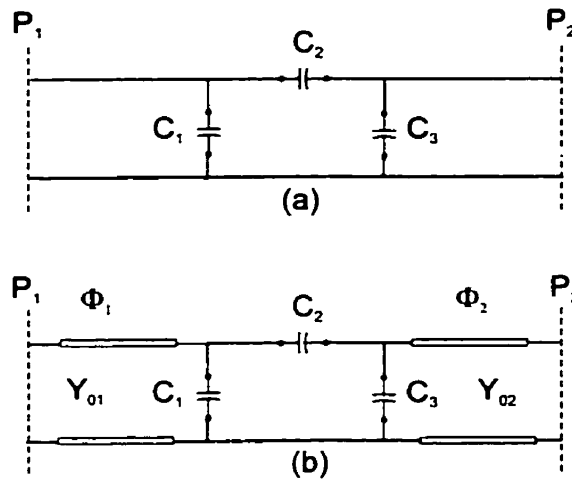


Figure V.1: (a) Circuits couplage, (b) Circuits couplage avec ports

$$J^2 = \frac{B}{C} \quad (\text{V.1A})$$

$$A = 0 \quad (\text{V.1B})$$

$$D = 0 \quad (\text{V.1C})$$

où A , B , C et D sont les éléments de la matrice $ABCD$

Dans le cas où $C_{c1} = C_{c3}$ et $Y_{01} = Y_{02}$, l'inverseur d'admittance est donné par l'équation (V.2), [20]

$$J = Y_0 \left| \tan \left(\frac{\Phi}{2} + \tan^{-1} \left(\frac{\omega C_{c1}}{Y_0} \right) \right) \right| \text{ mho} \quad (\text{V.2A})$$

$$\Phi = -\tan^{-1} \left(\frac{2\omega C_{c2}}{Y_0} - \frac{\omega C_{c1}}{Y_0} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\omega C_{c1}}{Y_0} \right) \quad (\text{V.2B})$$

Cependant, dans le cas de couplage entre la ligne d'alimentation et l'anneau, la capacité C_{c1} est différente de C_{c3} . L'inverseur d'impedance J se calcule avec l'équation (V.3) et les longueurs de lignes ϕ_1 et ϕ_2 avec les équations V.4.

$$\frac{J^2}{Y_{01} Y_{02}} = \frac{Num}{Den} \quad (\text{V.3A})$$

$$\begin{aligned} Num = & \cos \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \sin \left(\frac{\phi_1}{2} \right) Y_{01} \omega (C_{c2} + C_{c3}) \\ & + \sin \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \cos \left(\frac{\phi_1}{2} \right) Y_{02} \omega (C_{c1} + C_{c2}) \\ & + \cos \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \cos \left(\frac{\phi_1}{2} \right) \omega^2 (C_{c1} C_{c2} + C_{c1} C_{c3} + C_{c3} C_{c2}) \\ & + \sin \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \sin \left(\frac{\phi_1}{2} \right) Y_{01} Y_{02} \end{aligned} \quad (\text{V.3B})$$

$$\begin{aligned} Den = & \sin \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \cos \left(\frac{\phi_1}{2} \right) Y_{01} \omega (C_{c2} + C_{c3}) \\ & + \cos \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \sin \left(\frac{\phi_1}{2} \right) Y_{02} \omega (C_{c1} + C_{c2}) \\ & - \sin \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \sin \left(\frac{\phi_1}{2} \right) \omega^2 (C_{c1} C_{c2} + C_{c1} C_{c3} + C_{c3} C_{c2}) \\ & - \cos \left(\frac{\phi_2}{2} \right) \cos \left(\frac{\phi_1}{2} \right) Y_{01} Y_{02} \end{aligned} \quad (\text{V.3C})$$

pour calculer ϕ_1 et ϕ_2 , il faut utiliser les équations (V.4). Le résultat n'est pas unique vu les propriétés des fonctions arctan.

$$\phi_1 = 2 \arctan(s_{1,2}) \quad (\text{V.4A})$$

$$\phi_2 = -2 \arctan \left(\frac{\omega^2(C_{c1}C_{c2} + C_{c1}C_{c3} + C_{c3}C_{c2})s_{1,2} - Y_{01}\omega(C_{c2} + C_{c3})}{Y_{02}(\omega(C_{c1} + C_{c2})s_{1,2} - Y_{01})} \right) \quad (\text{V.4B})$$

où $s_{1,2}$ sont les solutions de l'équation V.5A. Ces solutions sont toujours réelles pure, car les coefficients a_2 et a_0 ont des signes contraires.

$$a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \quad (\text{V.5A})$$

$$\begin{aligned} a_2 = & Y_{02}^2 Y_{01} \omega (C_{c1} + C_{c2}) \\ & + Y_{01} \omega^2 (C_{c1} C_{c2}^2 + C_{c2}^2 C_{c3} + C_{c2} C_{c3}^2 + C_{c1} C_{c3}^2) \\ & + 2 Y_{01} \omega^3 C_{c1} C_{c2} C_{c3} \end{aligned} \quad (\text{V.5B})$$

$$\begin{aligned} a_1 = & Y_{02}^2 \omega^2 (C_{c1} + C_{c2})^2 - Y_{01}^2 \omega^2 (C_{c2} + C_{c3})^2 \\ & + \omega^4 (C_{c1}^2 C_{c2}^2 + C_{c1}^2 C_{c3}^2 + C_{c2}^2 C_{c3}^2) \\ & + 2 \omega^2 C_{c1} C_{c2} C_{c3} (C_{c1} + C_{c2} + C_{c3}) \\ & - Y_{01}^2 Y_{02}^2 \end{aligned} \quad (\text{V.5C})$$

$$\begin{aligned} a_0 = & -Y_{01} Y_{02}^2 \omega (C_{c1} + C_{c2}) \\ & - Y_{01} \omega^3 (C_{c1} C_{c2}^2 + C_{c1} C_{c3}^2 + C_{c2} C_{c3}^2 + C_{c2}^2 C_{c3} + 2 C_{c1} C_{c2} C_{c3}) \end{aligned} \quad (\text{V.5D})$$

Annexe VI

Calcul des fréquences paire et impaire

Pour calculer les fréquences de résonance paire, f_p , et impaire, f_i , il faut calculer les paramètres B et C . Dans le chapitre 4, nous avons donné les équations de ces paramètres pour quelques types de perturbations. Dans cet annexe, nous allons donner les équations de ces paramètres pour d'autres types de perturbations

VI.1 Perturbations à 90° et à 45° des portes

Si les perturbations sont situées à 90° et à 45° , les paramètres B et C sont données par l'équation suivante

$$B = \frac{i}{4Y_{0a}^3} \left[4Y_{0a}^2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + \omega^2 C_{90} C_{45} \left(2 \sin\left(\frac{\theta}{4}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right) + 2\omega C_{90} Y_{0a} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \cos\left(\frac{\theta}{4}\right) \right) + 2\omega C_{45} Y_{0a} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - 1 \right) \right] \quad (\text{VI.1A})$$

$$C = \frac{i}{4Y_{0a}^3} \left[4Y_{0a}^2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) - \omega^2 C_{90} C_{45} \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + 2\omega C_{90} Y_{0a} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \cos\left(\frac{\theta}{4}\right) \right) + 2\omega C_{45} Y_{0a} \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + 1 \right) \right] \quad (\text{VI.1B})$$

VI.2 Perturbations à 90° et à -45° des portes

Si les perturbations sont situées à 90° et à -45° , les paramètres B et C sont données par l'équation suivante

$$B = \frac{i}{2Y_{0a}^2} \left[2Y_{0a} \sin \left(\frac{\theta}{2} \right) + \omega C_{90} \left(\cos \left(\frac{\theta}{2} \right) - \cos \left(\frac{\theta}{4} \right) \right) \right] \quad (\text{VI.2A})$$

$$C = \frac{i}{2Y_{0a}} \left[2Y_{0a}^2 \sin \left(\frac{\theta}{2} \right) - \omega^2 C_{90} C_{-45} \left(\sin \left(\frac{\theta}{2} \right) \sin \left(\frac{\theta}{4} \right) \right) \right. \\ \left. + \omega C_{90} Y_{0a} \left(\cos \left(\frac{\theta}{2} \right) + \cos \left(\frac{\theta}{4} \right) \right) + 2\omega C_{-45} Y_{0a} \cos \left(\frac{\theta}{2} \right) \right] \quad (\text{VI.2B})$$